



Instituto Politécnico de Tomar

**Escola Superior de Tecnologia de Tomar**

# **Oscilador de Precisão em Tecnologia CMOS XFAB 180 nm**

Dissertação de Mestrado

**André Filipe Vicente da Silva**

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica  
Especialização em Controlo e Eletrónica Industrial



Instituto Politécnico de Tomar

[www.ipt.pt](http://www.ipt.pt)

**Tomar / novembro/ 2019**



Instituto Politécnico de Tomar

**Escola Superior de Tecnologia de Tomar**

**André Filipe Vicente da Silva**

# **Oscilador de Precisão em Tecnologia CMOS XFAB 180 nm**

Dissertação de Mestrado

Orientado por:

Professor Doutor Jorge Guilherme – Instituto Politécnico de Tomar

Dissertação apresentada ao Instituto Politécnico de Tomar  
para cumprimento dos requisitos necessários  
à obtenção do grau de Mestre  
em Engenharia Eletrotécnica – Especialização em Controlo e Eletrónica Industrial



## RESUMO

---

Este projeto é relativo à obtenção do grau de mestre em Engenharia Eletrotécnica, e tem como tema um oscilador LC em circuito integrado para aplicações espaciais. De uma forma geral, são componentes essenciais em diversos dispositivos eletrônicos pois geram uma forma de onda sinusoidal na sua saída. Apesar da existência de vários tipos, existem alguns que não possibilitam a integração em alguns sistemas, como é o caso do oscilador de cristal. Foi projetado para uma tecnologia de CMOS X-FAB 180 nm e tem como objetivos a obtenção de uma frequência de saída de 16MHz. Como a frequência de saída irá sofrer variações com a oscilação da temperatura irá ser implementado um sensor de temperatura de forma a ser possível controlar essa frequência de saída. Durante o projeto é assumido uma variação dos valores de tensão de 10% assim como um intervalo de temperatura entre os valores -55°C a 125°C.

**Palavras-chave:** Tecnologia CMOS, XFAB XH018, Oscilador Integrado, Oscilador LC, Sensor de temperatura.



## ABSTRACT

---

This project is related to obtaining the master's degree in Electrical Engineering and has its theme an integrated circuit oscillator for space applications. In general, they are essential components in many electronics devices as they generate a sinusoidal waveform at their output. Despite the existence of some types, there are some types that do not allow in some systems, such as crystal oscillators. It is designed for 180nm XFAB CMOS technology and aims to achieve an output frequency of 16MHz. As the output frequency will shift with temperature a temperature sensor will be implemented in order to be able to compensate that output variation. During the project a variation of the voltage values of 10% is assumed as well as a temperature range between -55°C to 125°C.

**Keywords:** CMOS Technology, XFAB XH08, Integrated Oscillator, LC Oscillator, Temperature Sensor.



## **AGRADECIMENTOS**

---

Gostaria de agradecer em primeiro lugar ao meu orientador, Professor Jorge Guilherme, por todo o apoio prestado durante a realização deste projeto.

Aos meus familiares, agradeço todo o apoio que me deram durante o decorrer do mestrado, por fim agradeço aos meus amigos e colegas de curso pela amizade e bons momentos ao longo destes anos.





# ÍNDICE

---

Resumo .....	III
Abstract.....	V
Agradecimentos .....	VII
Índice de figuras.....	XIII
Índice de tabelas.....	XV
Lista de abreviaturas e siglas.....	XVII
Lista de símbolos .....	XIX
1 Introdução .....	21
1.1 Motivação .....	21
1.2 Objetivos.....	21
1.3 Organização da dissertação .....	23
2 Estado da arte.....	25
2.1 Visão geral do oscilador.....	25
2.1.1 Princípio básico do oscilador.....	25
2.2 Osciladores sinusoidais .....	27
2.3 Osciladores de relaxamento.....	27
2.4 Ressonância do oscilador .....	28
2.5 Classificação dos Osciladores .....	31
2.5.1 Oscilador Sinusoidal .....	31
2.5.1.1 Oscilador RC.....	31
2.5.1.2 Oscilador LC .....	31
2.5.1.3 Oscilador de cristal.....	31
2.5.1 Oscilador de Relaxamento.....	32
2.6 Tipos de osciladores estudados .....	32
2.6.1 Oscilador Cristal.....	32
2.6.2 Oscilador Cross-Coupled .....	34
2.7 Conclusão.....	42
3 Dimensionamento dos circuitos .....	43
3.1 Proposta apresentada e especificação .....	43
3.2 Caracterização dos Componentes.....	45

3.2.1 Transístores MOS.....	45
3.2.2 Transístores Bipolares BJT.....	49
3.2.3 Condensadores .....	52
3.2.4 Bobina.....	53
3.2.4 Varactor.....	55
3.2.5 Resistência .....	56
3.3 Organograma dos sub-circuitos.....	56
3.3.1 Oscilador integrado .....	57
3.3.2 Oscilador LC.....	58
3.3.3 Oscilador LC com varactors.....	61
3.3.4 Sensor de Temperatura.....	64
3.3.5 Multiplexer.....	73
3.3.6 CMOS TG.....	76
3.3.7 Espelho de corrente .....	77
3.3.8 Comparador.....	78
3.3.9 Inversor CMOS .....	81
3.3.10 Divisor de frequência .....	82
3.3.11 LATCH .....	83
3.3.12 Amplificador 2 estágios.....	86
3.4 Oscilador LC Completo .....	90
3.5 Conclusão.....	90
4 Simulações .....	92
4.1 Conceção do Trabalho.....	92
4.2 Software Utilizado .....	92
4.3 Tipos de análises .....	95
4.3.1 Análise em frequência.....	95
4.3.2 Análise em repouso .....	96
4.3.3 Análise Transitória .....	96
4.4 Condições de simulação .....	97
4.4.1 Modelos em Comers .....	97
4.5 Simulação dos Subcircuitos.....	99
4.5.1 Amplificador de dois estágios .....	99
4.5.2 Simulação do Inversor.....	101
4.5.3 Simulação do Comparador .....	102
4.5.4 Simulação do Divisor de Frequência.....	103
4.5.5 Simulação do Oscilador LC.....	104

4.5.6 Simulação do Oscilador LC com varactores.....	106
4.5.7 Oscilador com os subcircuitos.....	111
4.5.8 Simulação do Sensor de Temperatura .....	113
4.5.8 Simulação do Oscilador Integrado com sensor de temperatura .....	114
4.6 Conclusão.....	119
5 Conclusão.....	120
6 Trabalho futuro .....	121
7 Referências bibliográficas .....	122



## ÍNDICE DE FIGURAS

---

Figura 1 - Oscilador com realimentação positiva.[28].....	25
Figura 2 - Circuito básico de um Oscilador LC. [7] .....	30
Figura 3 - Frequência de ressonância do Oscilador LC. [7].....	30
Figura 4 - Modelo de um cristal .....	32
Figura 5 - Circuito equivalente de um oscilador de Cristal .....	33
Figura 6 - Amplificador sintonizado. [10].....	34
Figura 7 - Resposta do amplificador sintonizado. [10] .....	34
Figura 8 - Cascata de dois amplificadores sintonizados em malha de realimentação. [10].....	36
Figura 9 - Resposta em frequência. [10].....	36
Figura 10 - Oscilador cross-coupled simples. [10] .....	37
Figura 11 - Oscilador cross-coupled com fonte de corrente. [10].....	37
Figura 12 - Instante de funcionamento do cross-coupled. [10].....	38
Figura 13 - Redesenho circuito oscilador cross-coupled. [10].....	39
Figura 14 - Cargas associadas. [10].....	39
Figura 15 - Circuito equivalente par cross-coupled. [10] .....	40
Figura 16 - Circuito proposto para o oscilador LC.....	43
Figura 17 - Exemplo de um Transístor MOS. [6].....	46
Figura 18 - Símbolo transístor NMOS .....	46
Figura 19 - Símbolo Transístor PMOS.....	47
Figura 20 - Exemplo de Transístor tipo N na região de Saturação. ....	48
Figura 21 - Exemplo de Transístor tipo P na região de Saturação. ....	49
Figura 22 - Exemplo de Transístor Bipolar PNP e NPN.[5].....	50
Figura 23 - Exemplo de Condensador MOS.....	53
Figura 24 - Exemplo de layout bobina. [27].....	54
Figura 25 - Exemplo de Varactor MOS [23]. ....	55
Figura 26 - Organograma do Oscilador.....	57
Figura 27 - Circuito final do Oscilador LC .....	58
Figura 28 - Circuito Oscilador LC.....	59
Figura 29 - Circuito de teste do Oscilador LC.....	61
Figura 30 - Circuito Oscilador LC com varactores.....	63
Figura 31 - Circuito de teste do Oscilador com Varactores .....	64
Figura 32 - Curva PTAT [22].....	65
Figura 33 - Curva CTAT [22] .....	65
Figura 34 - Esquemático PTAT.....	66
Figura 35 - Circuito PTAT com circuito de inicialização implementado. ....	69
Figura 36 - Circuito Bandgap.....	71
Figura 37 - Circuito bandgap alterado.....	72
Figura 38 - Exemplo de Multiplexer. [21].....	74
Figura 39 - Circuito multiplexer.....	75
Figura 40 - Circuito CMOS TG .....	76
Figura 41 - Exemplo de um espelho de corrente .....	77
Figura 42 - Exemplo de ondas de entrada e saída de um comparador. [26].....	78
Figura 43 - Circuito Comparador. ....	79
Figura 44 - Circuito de teste do comparador .....	80
Figura 45 - Circuito Inversor.....	81
Figura 46 - Circuito de teste do Inversor.....	82

Figura 47 - Circuito do divisor de frequência.....	83
Figura 48 - Circuito Latch tipo D.....	83
Figura 49 - Latch tipo D.....	84
Figura 50 - Saída do Latch tipo D. [20].....	85
Figura 51 - Circuito de Teste Divisor de Frequência.....	86
Figura 52 - Diagrama de blocos de um amplificador dois estágios. ....	86
Figura 53 - Circuito do amplificador de dois estágios.....	88
Figura 54 - Oscilador Completo.....	90
Figura 55 - Exemplo de circuito do Cadence .....	93
Figura 56 - Exemplo de onda de saída visualizada através do EZWAVE. ....	95
Figura 57 - Resposta do amplificador na análise em Frequência com corners .....	99
Figura 58 - Entrada e saída do inversor após análise DC com corners .....	102
Figura 59 - Entrada e saída do comparador após análise DC com valores típicos.....	103
Figura 60 - Entrada e saída do divisor de frequência.....	104
Figura 61 - Sinal de saída do Oscilador.....	105
Figura 62 - Variação da frequência com a temperatura .....	106
Figura 63 - Gráfico Vctrl vs Corners.....	110
Figura 64 - Sinal de saída do Oscilador (out_n e out_p).....	111
Figura 65 - Onda de saída do oscilador em corner tm. ....	113
Figura 66 - Tensão de Controlo corner tm.....	114
Figura 67 - Frequência de saída para corner tm.....	115
Figura 68 - Frequência de saída do oscilador para as diferentes temperaturas. ....	116
Figura 69 - Vctrl vs Temperatura para tm. ....	118
Figura 70 - Oscilador Completo.....	119

## ÍNDICE DE TABELAS

---

Tabela 1 - Características do Oscilador LC.....	43
Tabela 2 - Zona de funcionamento de Transístores Bipolares. [5] .....	51
Tabela 3 - Condições de funcionamento dos Bipolares.[5] .....	51
Tabela 4 - Dimensões do Condensador .....	60
Tabela 5 - Tamanho dos Transístores PMOS e NMOS do Oscilador LC.....	61
Tabela 6 - Parâmetros dos Varactores .....	62
Tabela 7 – Dimensões dos Componentes Bandgap .....	70
Tabela 8 - Parâmetros dos Transístores CMOS TG.....	77
Tabela 9 - Parâmetros Componentes Comparador .....	80
Tabela 10 - Parâmetros Componentes Inversor .....	82
Tabela 11 - Tabela de verdade do Latch tipo D.....	84
Tabela 12 - Valores dos Componentes LATCH.....	85
Tabela 13 - Parâmetros Componentes Amplificador.....	89
Tabela 14 - Exemplo de Netlist extraída do Cadence.....	94
Tabela 15 - Corners disponibilizados pela XFAB. ....	98
Tabela 16 - Resultados de simulação Corners ampop .....	101
Tabela 17- Valores de Simulação da frequência de entrada vs saída.....	104
Tabela 18 - Valores do Oscilador.....	105
Tabela 19 - Corners utilizados na simulação do Oscilador com varactores. ....	108
Tabela 20 - Tensão de controlo para corners.....	109
Tabela 21 - Valores de Frequência do Oscilador.....	112
Tabela 22 - Oscilação de tensão de diferentes Corners .....	113
Tabela 23 - Valores do Oscilador após compensação.....	116
Tabela 24 – Comparação de valores antes e depois do sensor de temperatura. ....	117





## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

---

AC	- Alternating Current
BJT	- Bipolar Junction Transistor
CMOS	- Complementary metal-oxide-semiconductor
CMOS TG	- Complementary metal-oxide-semiconductor – Transmission Gate
CTAT	- Complementary to absolute temperature
DC	- Direct Current
MEMS	- Micro-Electro-Mechanical Systems
MOMPCAP	- Metal-oxide-metal capacitors
NMOS	- N-type metal-oxide-semiconductor
PMOS	- P-type metal-oxide-semiconductor
ppm	- Partes por milhão
PTAT	- Proportional to absolute temperature
tm	- Typical mean
wo	- Worst case one
wp	- Worst case power
ws	- Worst case speed
wz	- Worst case zero
XO	- Crystal Oscillator
XTAL	- Crystal Oscillator



## LISTA DE SÍMBOLOS

---

$\Phi$	- Fluxo Magnético
$\beta$	- Ganho
$C$	- Capacidade elétrica do condensador
$C_u$	- Símbolo químico do cobre
$d_f$	- Variação frequência de pico
$f_{TC}$	- Coeficiente de temperatura para baixa frequência
$L$	- Capacidade elétrica da bobina
$LF$	- Length Finger
$M$	- Multiplicidade
$NF$	- Número de dedos
$NM$	- Número de camadas de metal da bobina
$NT$	- Número de voltas da bobina
$OD$	- Diâmetro exterior da bobina
$Q$	- Fator de qualidade do oscilador
$S$	- Espaçamento entre enrolamentos da bobina
$SiO_2$	- Dióxido de silício
$V_{BE}$	- Tensão Base-emissor
$V_{CE}$	- Tensão coletor-emissor
$W$	- Largura do traço metálico da bobina
$WF$	- Width finger
$X_C$	- Reactância capacitiva
$X_L$	- Reactância Indutiva



# 1 INTRODUÇÃO

---

## 1.1 Motivação

Atualmente os dispositivos eletrônicos são uma ferramenta bastante importante para a vida em geral. Estes dispositivos eletrônicos são constituídos por diferentes blocos de circuitos eletrônicos, quer sejam analógicos ou digitais.

Dentro desses blocos pode-se encontrar o oscilador, este bloco é bastante importante pois está presente numa grande percentagem de dispositivos. Alguns exemplos de dispositivos são o relógio que nos guia ao longo dos dias, um computador, um smartphone ou até o rádio do carro. O oscilador tem a capacidade de gerar na sua saída um sinal oscilatório periódico quer seja na forma de onda sinusoidal quer como onda quadrada.

Para conceber este projeto será utilizada a tecnologia CMOS, que irá trazer inúmeros benefícios na execução de circuitos integrados deste tipo, pois irá reduzir o seu custo, tamanho e potência consumida, irá aumentar também a fiabilidade, isto tudo devido aos componentes e técnicas utilizadas.

Apesar de nos dias que correm, o XTAL e o XO, ambos osciladores de cristal, serem ainda bastante utilizados em diversas aplicações devido ao seu elevado fator Q, precisão de alta frequência, e coeficiente de temperatura de baixa frequência ( $f_{TC}$ ), estes são blocos difíceis de integrar. Desta forma, a alternativa é a utilização de ressonadores (MEMS) de alto fator de qualidade Q integrados num processo de microeletrónica que irá substituir os XTAL. No entanto, ainda é difícil integrar tecnologias CMOS.

Considerando estes desafios, o oscilador integrado presente na tese irá substituir o oscilador de cristal de quartzo.

A implementação irá ser feita em tecnologia CMOS 180 nm.

## 1.2 Objetivos

O objetivo consiste em projetar um oscilador LC de 16MHz integrado numa tecnologia CMOS 180 nm, para aplicações espaciais.

As principais características do oscilador, e também objetivos para o projeto são:

Tensão de alimentação – O circuito oscilador irá ter uma tensão de alimentação de 3.3V,  $\pm 10\%$ .

Potência Consumida – O objetivo no que à potência consumida diz respeito é de 30mW.

Frequência de saída de 16MHz e fator de ciclo de 50% - como a frequência central do oscilador será de 1.024 GHz, assim, é necessário fazer uma divisão da frequência na ordem das 64 vezes. Para fazer essa divisão é utilizado um circuito divisor de frequência para ser possível ter na saída do oscilador os 16MHz estabelecidos.

$\pm 500 \text{ ppm}$  de variação de frequência de pico – é também estabelecido como erro total da frequência do oscilador  $\pm 500 \text{ ppm}$ , isto quer dizer que a frequência de saída pode alternar entre um valor máximo e mínimo, 16.008MHz e 15.992MHz respectivamente. No que diz respeito a frequência central do oscilador esta pode variar entre 1.024512GHz e 1.023488GHz, valor máximo e mínimo respectivamente. A variação de frequência de pico ( $df$ ) para o valor de saída a  $\pm 500 \text{ ppm}$  será de 8KHz.

Temperatura de desempenho e temperatura funcional – existem dois intervalos de temperatura a ter em conta neste projeto, a temperatura de desempenho e a temperatura funcional. A temperatura funcional está compreendida entre -55°C e 125°C e é esperado que o circuito opere dentro destes valores sem alterar o seu desempenho. A temperatura de desempenho é a temperatura especificada para o projeto, está compreendida entre os valores -10°C a 90°C.

Intervalo de temperatura funcional - os componentes utilizados no projeto são de tecnologia XFAB XH018, o que significa uma temperatura funcional compreendida entre um valor mínimo de temperatura de -55°C e um valor máximo de 125°C, devido a especificação dos componentes.

Intervalo de temperatura de desempenho – A temperatura de desempenho do oscilador está compreendida entre -10°C e 90°C de valor mínimo e máximo, respectivamente.

Configuração de bits possíveis para o ajuste inicial e eventual mudança de temperatura – Com a variação da temperatura a frequência também irá oscilar, assim para compensar essa oscilação irá ser implementado um sensor de temperatura.

### 1.3 Organização da dissertação

Os conteúdos dos temas abordados neste documento, com 6 capítulos, estão estruturados da seguinte forma:

- Primeiro capítulo, em que será realizada uma introdução do projeto, abordando os objetivos e a motivação do documento.
- Segundo capítulo, onde é revisto o estado da arte, mais concretamente o conceito e funcionamento do oscilador, assim como os tipos existentes.
- Terceiro Capítulo, onde irão ser abordados os blocos utilizados no projeto, assim como o seu funcionamento.
- Quarto Capítulo, neste capítulo irão ser feitas as simulações e mostrados os resultados de cada um dos blocos, a simulação dos vários circuitos e conclusão.
- Quinto capítulo, onde será feita conclusão.
- Sexto e último capítulo onde será proposto o trabalho futuro.





## 2 ESTADO DA ARTE

---

Nesta etapa do documento será retratado o estado da arte relativa aos osciladores, assim como o tipo de oscilador implementado no projeto.

### 2.1 Visão geral do oscilador

O oscilador gera na sua saída um sinal periódico, normalmente na forma de sinal sinusoidal, sem necessidade de o ter na sua entrada, tendo a capacidade de gerar esse sinal infinitamente. [10]

#### 2.1.1 Princípio básico do oscilador

O oscilador é resumidamente um amplificador com realimentação positiva, ou realimentação regenerativa, que gera um sinal sinusoidal sem a necessidade de o ter na sua entrada. Para que um oscilador oscile, é necessário que este supere as perdas no circuito ressonante de realimentação, que será explicado de seguida. Na figura (1) pode ser observado o circuito básico de realimentação do oscilador. [10]

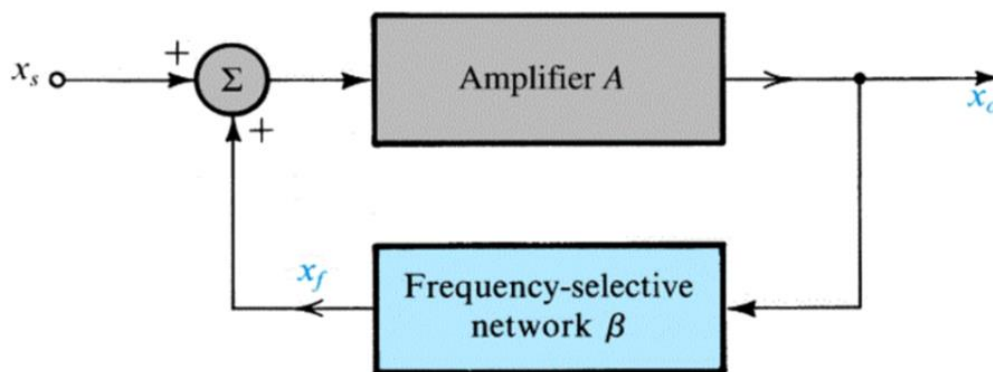


Figura 1 - Oscilador com realimentação positiva.[28]

Pode-se verificar na figura (1) que  $\beta$  é o bloco de realimentação.

Assim, o ganho do oscilador sem realimentação é dado por:

$$\text{Ganho}, A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (2-1)$$

$$A_v * V_{in} = V_{out} \quad (2-2)$$

Onde,  $A_v$  é a tensão do ganho em malha aberta,  $V_{in}$  é a tensão de entrada e  $V_{out}$  é a tensão de saída. Através das equações (2-1) e (2-2) pode-se retirar a (2-3) que permite calcular o ganho do oscilador com realimentação, onde  $\beta$  é o bloco de realimentação:

$$A_v = (V_{in} - \beta * V_{out}) = V_{out} \quad (2-3)$$

$$A_v * V_{in} - A_v * \beta * V_{out} = V_{out} \quad (2-4)$$

Na equação (2-5)  $A\beta$  é representado como o ganho da malha

$$A_v * V_{in} = V_{out}(1 + A\beta) \quad (2-5)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = G_v = \frac{A}{1 + A\beta} \quad (2-6)$$

Onde,  $(1+A\beta)$  é o fator de realimentação e  $G_v$  é o ganho de malha fechada. [7]

Como foi já referido anteriormente, os circuitos osciladores geram uma forma de onda de saída com a frequência desejada, para isso é necessário realizar os cálculos dos valores da bobina, condensadores e resistências de forma a ser implementado um circuito LC Tank. A malha de realimentação é uma rede de atenuação que tem um ganho menor do que um, ( $\beta < 1$ ) e inicia oscilações quando ( $A\beta > 1$ ) que volta à unidade ( $A\beta = 1$ ) quando começam as oscilações. [7]

A frequência dos osciladores LC é controlada usando um circuito indutivo/capacitivo (LC) sintonizado, que permite ter uma frequência de saída resultante, sendo esta conhecida como frequência de oscilação. [7]

Assim, existem dois tipos de osciladores com maior importância, que irão ser retratados de seguida.

## 2.2 Osciladores sinusoidais

Estes osciladores também podem ser chamados de osciladores harmónicos, utilizam geralmente um fenómeno de ressonância e são constituídos por um amplificador operacional com realimentação positiva e um circuito RC ou LC que gera uma forma de onda puramente sinusoidal, formando na sua saída uma amplitude e frequência constantes. [4]

## 2.3 Osciladores de relaxamento

Estes osciladores são baseados em amplificadores com realimentação positiva, com dois estados estáveis e malhas integradoras que definem o tempo de mudança de estado. Apesar de serem não lineares é possível obter uma forma de onda muito próxima da sinusoidal, para isso é necessário recorrer à filtragem. É possível ainda obter uma forma de onda dente de serra ou triangular através de integração/diferenciação ou comparação do sinal. [3]

Resulta da modificação de uma onda triangular obtida através de um processo não linear.

## 2.4 Ressonância do oscilador

### Circuitos ressonantes

Num circuito ressonante composto por resistências, condensadores e bobinas, a ressonância desse circuito corresponde ao ponto em que o valor da impedância é puramente resistiva. Pode-se verificar que, para um circuito RLC paralelo alimentado por uma fonte de corrente, a admitância oferecida à fonte de corrente é dada por:

$$Y = \left(\frac{1}{R}\right) + j\left(\omega C - \left(\frac{1}{\omega L}\right)\right) \quad (2-7)$$

Assim a ressonância ocorre quando

$$\omega C - \left(\frac{1}{\omega L}\right) = 0 \quad (2-8)$$

Desta forma a condição de ressonância pode ser obtida através de ajuste dos valores da bobina, condensador ou da frequência. Pode-se calcular através da variação da frequência a frequência ressonante:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2-9)$$

Para esta frequência ressonante, observa-se a existência de um pico na amplitude de resposta, esta propriedade dos circuitos ressonantes é muito importante para a construção dos osciladores.

### Frequência de oscilação

Para que a ressonância ocorra no circuito LC tanque, os valores da reactância capacitiva  $X_C$  e reactância indutiva  $X_L$  têm de ser iguais. Através da figura (3), observa-se a frequência de ressonância,  $f_r$ , do circuito LC tanque, se a reactância capacitiva for superior à reactância indutiva ( $X_C > X_L$ ) então a frequência de saída irá ser inferior à frequência de ressonância e vice-versa. Para o circuito LC tanque, existe frequência de ressonância quando a reactância capacitiva igualar a reactância indutiva ( $X_L = X_C$ ). Na figura (2),  $f_r$  é a frequência,  $L$  é a bobina e  $C$  é o condensador. [7]

Através das seguintes equações é permitido calcular a frequência de ressonância:

A reactância indutiva é dada por:

$$X_L = 2\pi fL \quad (2-10)$$

A reactância capacitiva por:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad (2-11)$$

Através da equação  $X_L = X_C$ , verifica-se a equação (2-12):

$$2\pi fC = \frac{1}{2\pi fL} \quad (2-12)$$

Trabalhando a equação obtém-se:

$$f = \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{2\pi^2 * L * C}} \quad (2-13)$$

Assim sendo, a frequência de ressonância do oscilador LC é dada por:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L * C}} \quad (2-14)$$

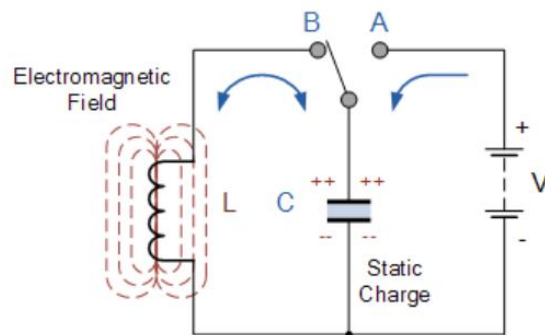


Figura 2 - Circuito básico de um Oscilador LC. [7]

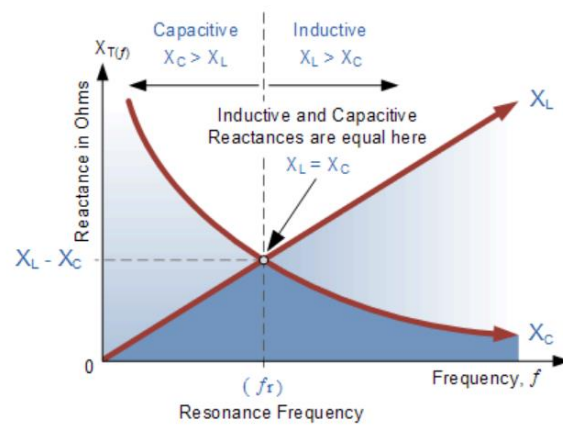


Figura 3 - Frequência de ressonância do Oscilador LC. [7]

## 2.5 Classificação dos Osciladores

Como já foi referido anteriormente, existem dois tipos de osciladores, sinusoidais e de relaxação ou não sinusoidais.

Dentro dos osciladores existem os sinusoidais e os de relaxamento. Os osciladores sinusoidais são compostos por três tipos de osciladores: os RC, LC e cristal, enquanto que os osciladores de relaxamento são compostos por dois tipos de osciladores: os RC e Tipo emissor.

### 2.5.1 Oscilador Sinusoidal

O oscilador sinusoidal é uma subclasse dos osciladores, este também pode ser chamado de oscilador harmónico, pois gera na sua saída uma onda sinusoidal. Essa saída tem como características uma amplitude e frequência constantes. [7]

#### 2.5.1.1 Oscilador RC

O oscilador utiliza para gerar na sua saída um sinal sinusoidal, resistências e condensadores, este tipo de oscilador tem a desvantagem de ser limitado na sua frequência de saída, pois pode gerar uma frequência máxima de 1MHz. Os osciladores mais conhecidos deste tipo são Wein-Bridge e Phase-Shift. [7]

#### 2.5.1.2 Oscilador LC

Os osciladores LC têm como constituição uma bobina e um condensador, são osciladores geralmente utilizados em circuitos de rádio frequência. Os osciladores mais conhecidos desta família são o Cross-Coupled e Colpitts. [7]

#### 2.5.1.3 Oscilador de cristal



Um oscilador de cristal utiliza um cristal de quartzo para criar na sua saída um sinal estável com uma frequência acima de 10 MHz.

Um cristal de quartzo apresenta um efeito piezoelétrico, fisicamente é um corpo pequeno de quartzo com as duas superfícies opostas metalizadas para que permita fazer as conexões ao circuito. Quando se aplica uma tensão nas superfícies opostas de um cristal de quartzo, este irá sofrer uma deformação da sua forma. Quanto à sua frequência de oscilação esta é definida pelas dimensões do quartzo. Um exemplo de um oscilador deste tipo é o oscilador piezo. [2]

### 2.5.1 Oscilador de Relaxamento

Este oscilador é também chamado de oscilador não sinusoidal, o qual produz uma saída complexa que se altera consonante as condições. A forma de onda mais comum para este oscilador é a onda quadrada, triangular e dente de serra. [4]

## 2.6 Tipos de osciladores estudados

### 2.6.1 Oscilador Cristal

O cristal de quartzo é um material piezoelétrico, que quando lhe é aplicado uma tensão, sofre um deslocamento mecânico. O circuito equivalente é composto por circuitos RLC série que representam a característica ressonante do XTAL. O condensador  $C_0$ , visto na figura (5), é um condensador resultante das placas implementadas nas extremidades do cristal que permite a ligação ao circuito.

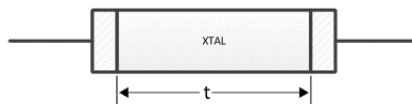


Figura 4 - Modelo de um cristal

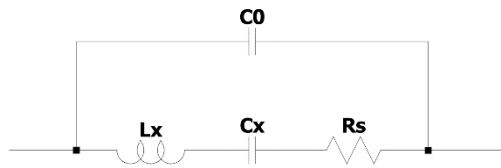


Figura 5 - Circuito equivalente de um oscilador de Cristal

### Modo Ressonante

As ondas acústicas que atravessam o cristal têm uma velocidade de fase de  $v = 3 \times 10^3 \text{ m/s}$ .

Para uma espessura do cristal, o tempo de atraso é dado por:

$$\tau = \frac{t}{v} \quad (2-15)$$

O tempo de atraso, corresponde a uma frequência de ressonância fundamental de:

$$f_0 = \frac{1}{\tau} \quad (2-16)$$

Que é equivalente a:

$$f_0 = \frac{v}{t} \quad (2-17)$$

Ou ainda a:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (2-18)$$

O fator de qualidade  $Q$  é extremamente alto, o que origina um baixo ruído de fase, com um valor no vácuo de  $Q \approx 3 \times 10^6$  e no ar de  $Q = 1 \times 10^6$ , valor esse que é superior ao valor obtido através de circuitos eletrônicos. [8]

### 2.6.2 Oscilador Cross-Coupled

O oscilador LC, devido à sua operação robusta, torna-se a escolha dominante em várias aplicações.

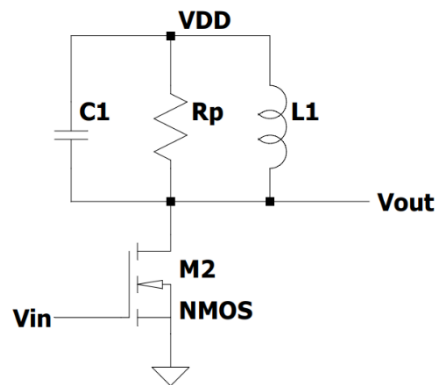


Figura 6 - Amplificador sintonizado. [10]

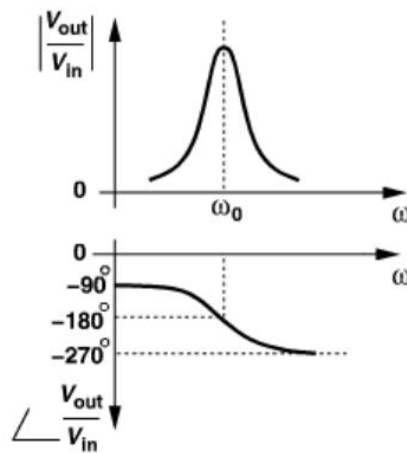


Figura 7 - Resposta do amplificador sintonizado. [10]

A Figura anterior (6) mostra um amplificador sintonizado, que usa estágios de amplificação chamados “LC sintonizado”, nesses estágios  $C_1$  indica a capacitância total vista no nó de saída ( $V_{out}$ ) e  $R_p$  a resistência paralela equivalente do circuito tanque na frequência de ressonância.

Examinando a resposta em frequência do estágio, pode-se verificar que em frequências muito baixas,  $L_1$  domina a carga.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \approx -g_m L_1 s \quad (2-19)$$

Ou seja,  $|V_{out}/V_{in}|$  é muito pequeno e  $\angle (V_{out}/V_{in})$  permanece em torno de  $-90^\circ$  (Figura 7.) Na frequência de ressonância,  $\omega_0$ , o circuito LC Tank reduz para  $R_p$  e

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_m R_p \quad (2-20)$$

A mudança de fase da entrada para a saída é igual a  $-180^\circ$ . Em frequências muito altas,  $C_1$  domina, originando

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} \approx -\frac{g_m}{C_1 s} \quad (2-21)$$

Assim,  $|V_{out}/V_{in}|$  diminui e  $\angle (V_{out} / V_{in})$  se aproxima de  $+90^\circ (= -270^\circ)$ .

Como o circuito da figura (6) não consegue atingir um deslocamento total de  $360^\circ$  de fase em qualquer frequência, este não pode ser usado, mas fazendo um estudo mais aprofundado verifica-se que tem capacidade para fornecer uma mudança de fase de  $180^\circ$  com um ganho

adequado ( $g_m R_p$ ) em  $\omega_0$ . Assim, para aumentar a mudança de fase de  $180^\circ$  para  $360^\circ$  pode-se introduzir outro estágio “LC sintonizado”. Colocando dois circuitos “LC Sintonizado” idênticos em cascata, irá ter como resultado, em ressonância, uma mudança total de fase no loop de cerca de  $360^\circ$ .

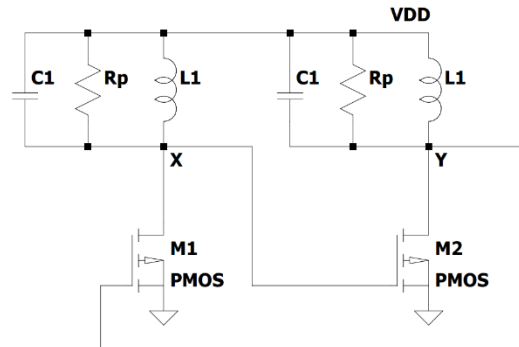


Figura 8 - Cascata de dois amplificadores sintonizados em malha de realimentação. [10]

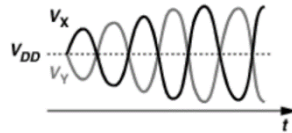


Figura 9 - Resposta em frequência. [10]

O circuito só oscilará se o ganho da malha for igual ou superior a um:

$$(g_m R_p)^2 \geq 1 \quad (2-22)$$

O circuito acima pode ser redesenhado como mostra a figura (10) e é chamado de oscilador cross-coupled devido à ligação de M1 e M2.

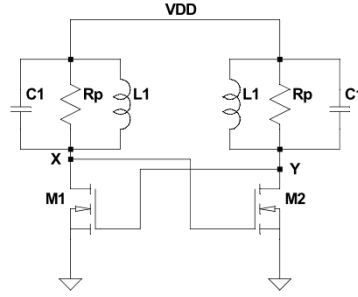


Figura 10 - Oscilador cross-coupled simples. [10]

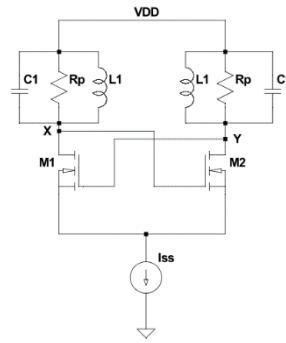


Figura 11 - Oscilador cross-coupled com fonte de corrente. [10]

]

Para calcular a frequência do oscilador do circuito, a capacitância em  $X$  inclui  $C_{GS2}$ ,  $C_{DB1}$  e o efeito de  $C_{GD1}$  e  $C_{GD2}$ . Observa-se que um  $C_{GD1}$  e  $C_{GD2}$  estão em paralelo e a variação total de tensão entre  $C_{GD1} + C_{GD2}$  é igual ao dobro da variação de tensão em  $X$  (ou  $Y$ ) porque  $V_X$  e  $V_Y$  variam de forma diferencial.

Então, a frequência de oscilação é dada por:

$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{L_1(C_{GS2} + C_{DB1} + 4C_{GD} + C_1)}} \quad (2-23)$$

Aqui,  $C_1$  evidencia a capacitância parasitária de  $L_1$  com a capacitância de entrada do próximo estágio. O oscilador da figura (10) tem o problema de ter as correntes de bias mal definidas. Como a tensão  $V_{GS}$  média de cada transistor é igual a  $V_{DD}$ , as correntes dependem bastante

da tensão limite e temperatura. Com o diferencial de tensão  $V_X$  e  $V_Y$ , supõem-se que  $M_1$  e  $M_2$  podem operar como um par diferencial se estiverem ligados a uma fonte de corrente. Pode-se observar na figura (11) o circuito resultante, este é mais robusto e pode ser entendido como um par diferencial carregado indutivamente com realimentação positiva. A amplitude da oscilação aumenta até o par entrar em saturação.

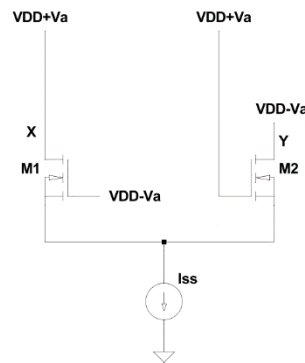


Figura 12 - Instante de funcionamento do cross-coupled. [10]

O exemplo de um oscilador cross-coupled da figura (11) não é de todo fiável devido a limitações dos transístores, pois a diferença de tensão entre os terminais M1 e M2 devem permanecer abaixo do valor máximo permitido para a tecnologia. A figura (12) mostra isso mesmo, refere-se a um instante de funcionamento retirado do circuito em funcionamento, quando M2 está ligado e M1 desligado. Desta forma cada transístor sofre tensões na ordem da seguinte grandeza:

**Ponto 1:** o dreno atinge o valor de tensão de  $(V_{DD} + V_a)$ , onde  $V_a$  é o pico de oscilação de extremidade única, por exemplo,  $(2 / \pi) I_{SS} R_p$ , enquanto a gate cai para  $(V_{DD} - V_a)$ . Os transístores permanecem desligados, mas a tensão do dreno é igual a  $2V_a$  e a tensão da fonte de drenagem é maior que  $V_a$ .

**Ponto 2:** o dreno cai para  $(V_{DD} - V_a)$  enquanto a gate sobe para  $(V_{DD} + V_a)$ . Assim, as tensões de dreno atingem  $2V_a$  e a tensão de fonte de gate ultrapassa  $2V_a$ .

É possível observar que o  $V_{DS1}$  e o  $V_{GS2}$  podem assumir valores excessivamente altos. A escolha adequada das dimensões da tensão  $V_a$  e  $I_{SS}$  evita o stress dos transistores.

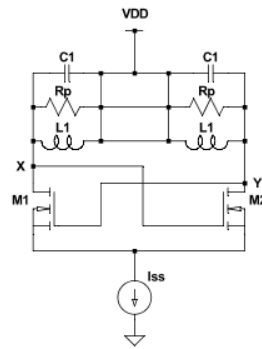


Figura 13 - Redesenho circuito oscilador cross-coupled. [10]

Redesenhando o circuito, como mostra a fig. (13), pode-se observar que para pequenas formas de onda diferenciais em  $X$  e  $Y$ , o  $V_N$  não se altera mesmo que não esteja conectado a  $V_{DD}$ . Desligando o nó de  $V_{DD}$  e reconhecendo que a combinação de dois LC tank idênticos pode ser representada como um único LC tanque, chega-se ao circuito representado na fig. (14).

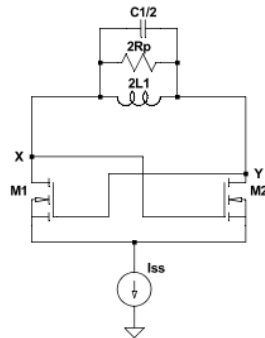


Figura 14 - Cargas associadas. [10]



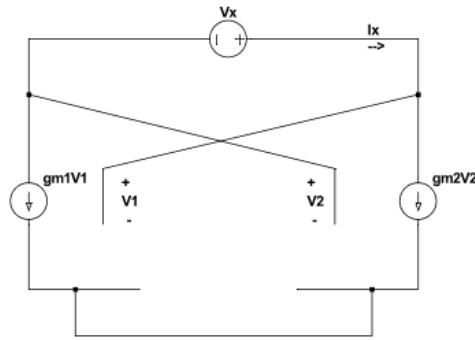


Figura 15 - Circuito equivalente par cross-coupled. [10]

Agora pode-se observar o oscilador como um ressonador com perdas ( $2L_1, C_1/C_2$  e  $2R_p$ ) ligado à *gate* de um circuito ativo ( $M_1, M_2$  e  $I_{SS}$ ), esperando que este realmente a energia perdida. Ou seja,  $Z_1$  deve possuir uma resistência negativa. Isso pode ser visto no circuito equivalente mostrado na figura (15), em que  $V_1 - V_2 = V_x$  e

$$I_x = -g_{m1}V_1 = g_{m2}V_2 \quad (2-24)$$

Calcula-se

$$\frac{V_x}{I_x} = -\left(\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}\right) \quad (2-25)$$

Que, para  $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ , reduz-se

$$\frac{V_x}{I_x} = -\frac{2}{g_m} \quad (2-26)$$

Para que a oscilação ocorra, a resistência negativa deve cancelar a perda de energia do circuito LC tanque:

$$\frac{2}{g_m} \leq 2R - p \quad (2-27)$$

Assim,

$$g_m R_p \geq 1 \quad (2-28)$$

Condição essa que é idêntica à expressa pela  $(g_m R_p)^2 \geq 1$ .

A escolha de  $g_m$  (ganho) dos transístores do cross-coupled da Figura (14) pode ser escolhida um pouco maior que  $R_p$  do LC tank para garantir a oscilação [10].

A condutância total ativa,  $g_{active}$  e tanque, para a Figura (14) é dada por:

$$g_{active} = \frac{g_{ds}^{nmos}}{2} \quad (2-29)$$

$$g_{tank} = g_{ind} + g_{cap} + \frac{g_{ds}^{nmos}}{2} \quad (2-30)$$

As perdas do oscilador considerando as perdas da bobina são dadas pela equação (2-31)

$$\omega_o = \sqrt{\left(\frac{1}{LC}\right)\left(1 - \frac{CR_L^2}{L}\right)} \quad (2-31)$$

As perdas do oscilador considerando as perdas com a variação da temperatura são dadas pela equação (2-32)

$$\omega_o = \sqrt{\left(\frac{1}{L[C_f + C_v(V_{ctrl}(T))]\right)\left(1 - \frac{[C_f + C_v(V_{ctrl}(T))]R_L^2(T)}{L}\right)} \quad (2-32)$$

Onde  $R_L$  são as perdas reais,  $C_f$  é a capacitância fixa,  $C_v$  é a capacitância variável e  $V_{ctrl}$  será a tensão de controlo dependente da temperatura.

## 2.7 Conclusão

O objetivo principal deste capítulo que termina, foi verificar os tipos de osciladores existentes, assim como a sua forma de funcionamento. No capítulo seguinte serão verificados os componentes utilizados no projeto, assim como o dimensionamento destes aplicados a cada subcircuito do Oscilador Integrado.

### 3 DIMENSIONAMENTO DOS CIRCUITOS

Neste capítulo será apresentado o oscilador integrado. Irão ser explicados os componentes usados, cada subcircuito e o circuito completo do oscilador necessário para o cumprimento das especificações propostas.

#### 3.1 Proposta apresentada e especificação

A proposta para este trabalho como já referido no capítulo anterior é de um oscilador LC, proposta esta que é apresentada na figura (16).

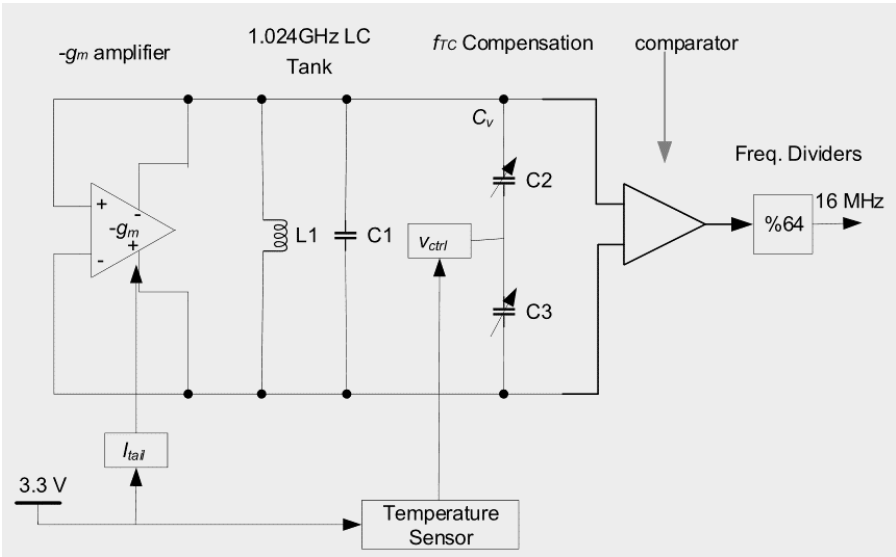


Figura 16 - Circuito proposto para o oscilador LC.

Frequência de Saída (MHz)	Erro de Frequência Total	Tensão de alimentação (V)	Temperatura de funcionamento (°C)	Temperatura de performance (°C)
16	+/- 500ppm	3.3	-55 a 125	-10 a 90

Tabela 1 - Características do Oscilador LC.

As especificações estão apresentadas na tabela (1), apresenta uma frequência de saída de 16MHz com um erro de frequência total de  $\pm 500ppm$ , uma tensão de alimentação de 3.3V e um intervalo de temperatura de funcionamento de  $-55^{\circ}$  a  $125^{\circ}\text{C}$ .

Para conseguir cumprir com as especificações requeridas na Tabela (1) são usados os seguintes circuitos:

### **Oscilador LC**

O circuito oscilador LC é projetado para funcionar com uma frequência central de 1.024GHz, para tal, é composto por dois circuitos, o circuito LC tanque e o circuito cross-coupled.

O oscilador LC é projetado para funcionar com uma frequência central de 1.024GHz, mas esta frequência irá variar com a temperatura de operação. Uma forma de contornar este problema é implementar no circuito do oscilador um sensor de temperatura, que tem a capacidade de corrigir o desvio na frequência.

### **Compensação $f_{TC}$**

Devido ao tipo de aplicação do oscilador, aplicações espaciais, este irá operar com temperaturas de funcionamento diferentes, inevitavelmente surge o problema da variação da frequência de oscilação. De forma a controlar a frequência de oscilação são inseridos no circuito LC Tank dois varactores em série entre si, mas em paralelo com o circuito. Para controlar a capacitância dos varactores, irá ser usada uma tensão de controlo denominada por ( $V_{ctrl}$ ) gerada por um sensor de temperatura com um funcionamento explicado de seguida.

### **Sensor de temperatura**

Para contornar o problema descrito anteriormente, é implementado no circuito oscilador um sensor de temperatura para que seja permitido fazer a retificação da frequência consoante a variação da temperatura. O sensor de temperatura irá gerar uma tensão dependente da temperatura ( $V_{ctrl}$ ).

### **Comparador**

Devido a ser proposta para a saída do oscilador ser uma onda quadrada e como o sinal de saída do oscilador ser uma onda sinusoidal, é imperativo implementar um circuito comparador. O circuito comparador irá receber numa entrada o sinal sinusoidal e compará-lo com uma tensão de referência constante, dessa comparação é criada uma saída de onda sinusoidal.

### **Divisor de frequência**

Como referido no ponto anterior (Oscilador LC) a frequência de oscilação central é de 1.024 GHz, frequência essa que é 64 vezes maior que a frequência pretendida de saída do oscilador integrado. Para conseguir obter a frequência pretendida, 16 MHz, é utilizado um circuito divisor de frequência.

## **3.2 Caracterização dos Componentes**

Para que seja possível dimensionar o oscilador integrado, é necessário fazer uma análise aos componentes que o constituem. Desta forma, segue-se a análise e explicação dos componentes e subcircuitos utilizados no projeto.

### **3.2.1 Transístores MOS**

Os transístores MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) são compostos por três terminais, gate (G), dreno (D), source (S), o substrato (B) é ligado, no caso dos transístores PMOS, à tensão de alimentação e no caso dos transístores NMOS à massa. Como mostra a figura (17) entre os terminais gate, dreno e source existe um material isolante de dióxido de silício ( $SiO_2$ ).

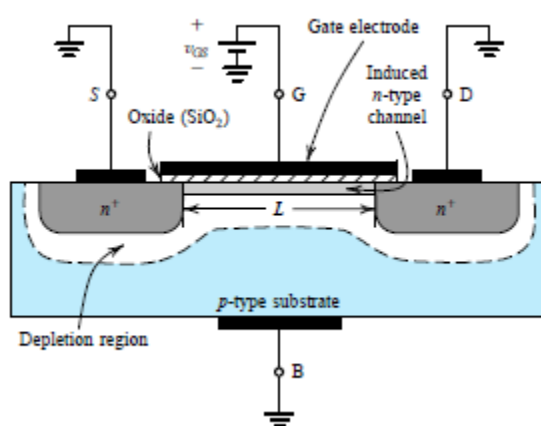


Figura 17 - Exemplo de um Transistor MOS. [6]

### Transístores Tipo N

Nos transístores tipo N, ou NMOS, o material utilizado, na source e dreno, é material do tipo P.

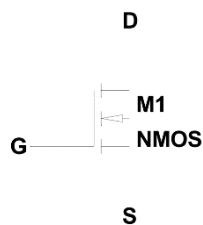


Figura 18 - Símbolo transistor NMOS

### Transístores Tipo P

Nos transístores tipo P, ou PMOS, o material utilizado, na source e dreno, é material do tipo N.

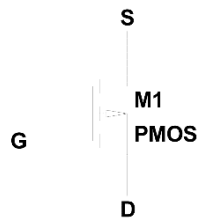


Figura 19 - Símbolo Transistor PMOS

### Parâmetros editáveis dos transístores MOS

Os valores mais importantes relativos aos transístores MOS, tanto nos PMOS ou NMOS, são a largura, designado por  $WF$ ; o comprimento, designado por  $LF$  e a multiplicidade designado por  $M$ .

### Operação do transístor

#### MOSFET tipo N

#### Região de corte

Na região de corte o MOSFET está desligado o que não permite condução entre dreno e source, assumindo que  $V_{GS}$  é a tensão entre gate source e  $V_t$  é a tensão threshold, verifica-se que o transístor está na região de corte quando  $V_{GS} < V_t$ .

#### Região de tródo ou linear

Na região linear o MOSFET está ligado, desta forma irá ser criado um canal entre dreno e source, originando um fluxo de corrente entre estes dois terminais. Nesta região o MOSFET está a operar como uma resistência controlada pela tensão da gate.

Verifica-se que o transístor está na região linear quando  $V_{GS} > V_t$  e  $V_{DS} < V_{GS} - V_t$ , onde  $V_{DS}$  é a tensão *dreno source*.

#### Região de Saturação

Na região de saturação o transístor está ligado assemelhando-se à região linear, mas com uma diferença, quando é criado um canal que permite um fluxo de corrente entre os terminais, dreno e source, como a tensão do dreno é maior que na gate, o canal irá ser



desligado parcialmente, a região parcialmente deformada é a “pinch-off”, como mostra a figura (20).

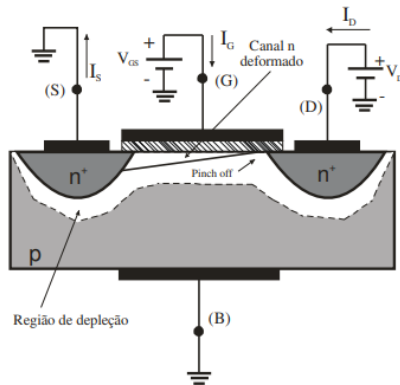


Figura 20 - Exemplo de Transistor tipo N na região de Saturação.

O transistor está na região de saturação quando  $V_{GS} > V_t$  e  $V_{DS} > V_{GS} - V_t$ .

## MOSFET tipo P

### Região de corte

Na região de corte o MOSFET está desligado o que não permite condução entre dreno e source, assumindo que  $V_{GS}$  é a tensão entre gate source, verifica-se que o transistor está na região de corte quando  $V_{GS} < -V_t$ .

### Região de tródo ou linear

Na região linear o MOSFET está ligado, desta forma irá ser criado um canal entre dreno e source, originando um fluxo de corrente entre estes dois terminais. Nesta região o MOSFET está a operar como uma resistência controlada pela tensão da gate.

Verifica-se que o transistor está na região linear quando  $V_{GS} > -V_t$  e  $V_{DS} < V_{GS} + V_t$ , onde  $V_{DS}$  é a tensão dreno source.

### Região de Saturação

Na região de saturação o transistor está ligado assemelhando-se à região linear, mas com uma diferença, quando é criado um canal que permite um fluxo de corrente entre os terminais, *dreno* e *source*, como a tensão do dreno é maior que na gate, o canal irá ser desligado parcialmente, a região parcialmente deformada é a “pinch-off”, como mostra a figura (21).

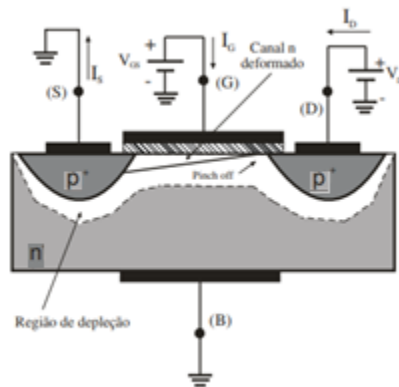


Figura 21 - Exemplo de Transistor tipo P na região de Saturação.

O transistor está na região de saturação quando  $V_{GS} > -V_t$  e  $V_{DS} > V_{GS} + V_t$ .

### 3.2.2 Transístores Bipolares BJT

O transistor bipolar de junção (BJT) é um componente importante no circuito de tensão de referência para gerar a tensão dependente da temperatura. Neste projeto, foi implementado no circuito do sensor de temperatura.

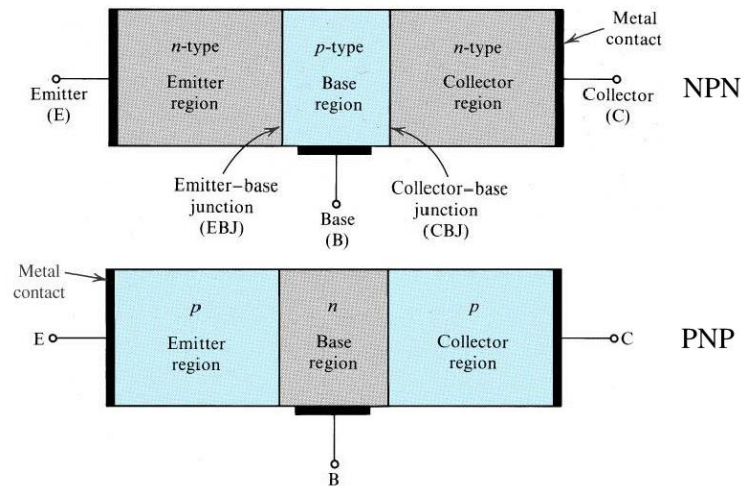


Figura 22 - Exemplo de Transistor Bipolar PNP e NPN.[5]

Existem dois tipos de transistores bipolares, PNP e NPN, como mostra a figura anterior (22), ambos são constituídos por três terminais, Base (B), Emissor (E) e Coletor (C).

No caso dos NPN a junção emissor/base é diretamente polarizada, enquanto que a junção base/coletor é polarizada inversamente. Aquando da polarização direta da junção base para o emissor, esta causa um fluxo de elétrons da região N para a P, enquanto que da base para o coletor esta causa buracos (portadores minoritários). Assim a soma dos dois fluxos de corrente cria a corrente de emissor.

$$I_E = I_C + I_B \quad (3-1)$$

A relação de correntes é a seguinte:

$$I_C = \beta * I_B \quad (3-2)$$

$$I_E = I_C + I_B \quad (3-3)$$

$$I_E = I_C \left( 1 + \left( \frac{1}{\beta} \right) \right) \quad (3-4)$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (3-5)$$

A tabela seguinte (2) mostra a zona de funcionamento

Polarização		Modo de Funcionamento	Aplicações
Junção BE	Junção CB		
Inversa	Direta	Corte	Circuitos Digitais
Direta	Direta	Saturação	
Direta	Inversa	Zona ativa	Circuitos Analógicos
Inversa	Direta	Zona Ativa Inversa	Não Utilizados

Tabela 2 - Zona de funcionamento de Transístores Bipolares. [5]

Corte	$V_{BE} < 0.5V$	$I_B = 0$	$I_C = 0$
Zona Ativa	$V_{BE} \approx 0.7V$	$V_{CE} > V_{BE} \approx 0.7V$	$I_C = \beta * I_B$ $I_C = I_s e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$
Saturação	$V_{BE} \approx 0.7V$ $I_C < \beta * I_B$	$V_{CE} = V_{BE} \approx 0.7V$ ( <i>Limiar de Saturação</i> ) $V_{CE} = V_{CEsat}$ $\approx 0.2V$ ( <i>Profundamente Saturado</i> )	

Tabela 3 - Condições de funcionamento dos Bipolares.[5]

[5]

Os parâmetros variáveis são LE, o comprimento do emissor em metros, e WE, a largura do emissor em metros.

### 3.2.3 Condensadores

Um condensador é um componente eletrônico passivo que armazena energia na forma de campo elétrico. Assumindo que ( $Q$ ) é o valor da carga ao longo da placa e ( $V$ ) o valor da tensão nos terminais do condensador, pode-se determinar o valor da capacitância através da seguinte equação (3-6).

O condensador é um componente elétrico que tem como característica a capacidade de armazenar cargas elétricas. A capacidade elétrica ( $C$ ) relaciona a tensão nos terminais do condensador ( $V$ ) com a carga armazenada, como mostra a seguinte equação.

$$C = \frac{Q}{V} \quad (3-6)$$

O condensador é formado por duas placas condutoras separadas por um material isolante.

Para formar um condensador em processo CMOS, adiciona-se uma camada de polissilício chamado poli2. Este condensador é chamado condensador poli-poli para formação MOSFET. Um valor típico de coeficiente de temperatura de um condensador, TCC, para um condensador poli2 é 20 ppm/°C. A capacidade em função da temperatura é dada pela seguinte equação (3-7). [22].

$$C(T) = C(T_0) * [1 + TCC * (T - T_0)] \quad (3-7)$$

Onde  $C(T_0)$  é a capacitância e  $T_0$  é o valor da temperatura ambiente.

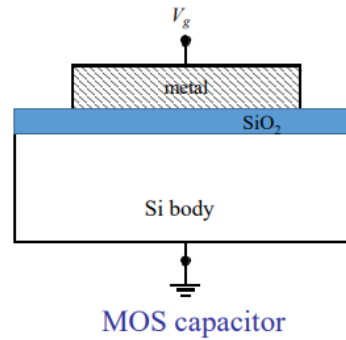


Figura 23 - Exemplo de Condensador MOS.

O condensador (MOMCAP) que é utilizado no circuito LC tanque, tem parâmetros de escalonamento,  $G$  (comprimento do dedo),  $NF$  (número dos dedos por camada), e  $NM$  (número de camadas de metal).

### 3.2.4 Bobina

Uma bobina é um componente elétrico que quando atravessada por um fluxo de corrente armazena energia no seu campo magnético.

Assumindo que  $\Phi$  é o fluxo magnético e  $I$  é o fluxo de corrente que atravessa a bobina, pode-se calcular a sua indutância ( $L$ ) através da seguinte equação:

$$L = \frac{\Phi}{I} \quad (3-8)$$

A bobina é concebida numa forma circular em cobre ( $Cu$ ) com uma espessura de  $2\mu m$ . No projeto a bobina é utilizada no circuito cross-coupled. O diâmetro exterior ( $OD$ ), largura de traço metálico ( $W$ ), o espaçamento ( $S$ ), e um número de voltas ( $NT$ ) são as principais variáveis para conceber as bobinas. [27]

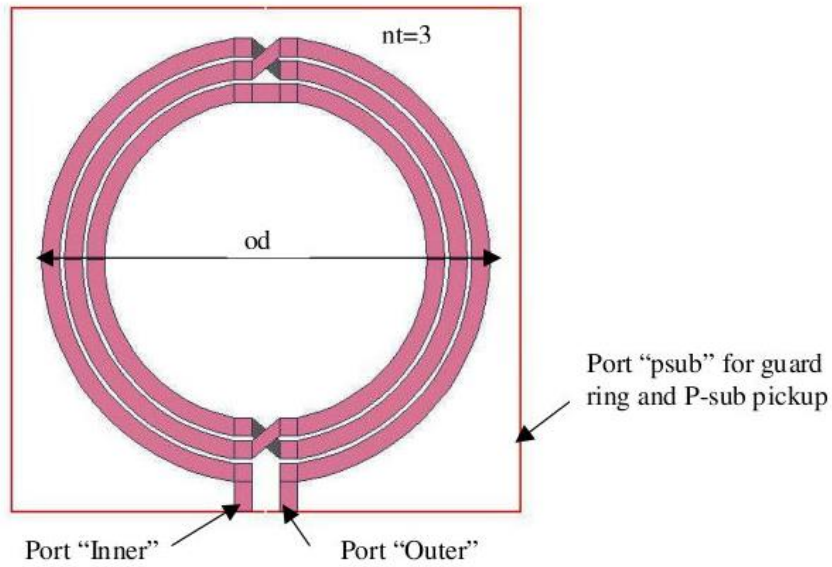


Figura 24 - Exemplo de layout bobina. [27]

Existem duas regras que devem ser seguidas na escolha da bobina, baseadas nas seguintes equações.

$$\frac{\frac{od}{2} - nt * w - (nt - 1) * s}{2} \geq \frac{3 * w - 2 * s}{2} \quad (3-9)$$

$$\begin{aligned} & \sqrt{\left[\frac{od}{2} - (nt - 1) * (w + s)\right]^2 - \left[\frac{3 * w + 2 * s}{2}\right]^2} \\ & - \sqrt{\left[\frac{od}{2} - (nt - 1) * (w + s) - w\right]^2} \\ & - \left[\frac{3 * w + 2 * s}{2}\right]^2 < 12e^{-6} \end{aligned} \quad (3-10)$$

[27]

### 3.2.4 Varactor

Um varactor é um componente eletrônico em tudo semelhante a um condensador, mas com uma diferença: a sua capacidade é variável, capacidade essa que pode ser variada por meio de uma tensão. [7]

Os varatores existentes têm as junções PN, MOS, MOS em modo inversão, MOS em modo de acumulação e MEMS. Os mais usados são os MOS em modo inversão, devido à sua compatibilidade com os processos MOS, assim como a capacidade de suportar grandes oscilações de sinais.

A função principal do varator neste projeto é o de definir a frequência de oscilação. Desta forma, a frequência de ressonância do circuito pode ser calculada através de

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{avg}}} \quad (3-11)$$

Onde L é a indutância da bobina e C a capacitância necessária para que o equilíbrio ocorra. [7]

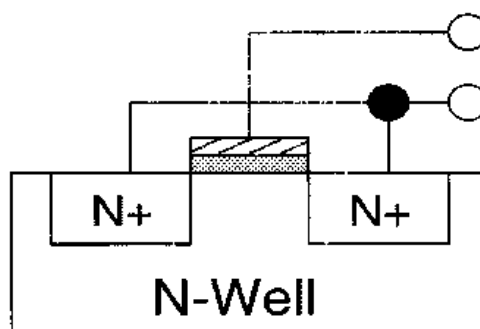


Figura 25 - Exemplo de Varactor MOS [23].

No projeto os varatores irão ter uma tensão de controlo para que a sua capacidade seja alterada.



Os principais parâmetros dos varatores são L (comprimento), W (largura), NF (número de dedos).

### 3.2.5 Resistência

Uma resistência, num processo CMOS, tem valores que irão sofrer variações devido à oscilação da tensão e temperatura, essa alteração tem como unidade ppm/°C (partes por milhão por °C), unidade essa que é equivalente a multiplicar por  $10^{-6}$ °C. [13]

Geralmente, dependendo do coeficiente de temperatura, quando aumenta o valor da temperatura a resistência também irá aumentar, mas, neste caso, devido a esse mesmo coeficiente de temperatura ser negativo (-0,11) com o aumento da temperatura a resistência irá diminuir. O valor da resistência,  $R(t_0)$  é especificado para um valor de temperatura, geralmente para a temperatura ambiente ( $t$ ).[13]

Usa-se a seguinte equação para caraterizar a resistência:

$$R(T) = R(T_0) * TCR1 * (T - T_0) \quad (3-12)$$

O coeficiente de temperatura de primeira ordem da resistência TCR1 é dada por:

$$TCR1 = \frac{1}{R} * \frac{dR}{dT} \quad (3-13)$$

Os parâmetros editáveis mais importantes da resistência são o comprimento, a largura, ambos em metros, e a multiplicidade.

## 3.3 Organograma dos sub-circuitos

Como foi referido anteriormente, o oscilador integrado é constituído por vários subcircuitos. A organização desses subcircuitos pode ser observada no organograma da figura (26).

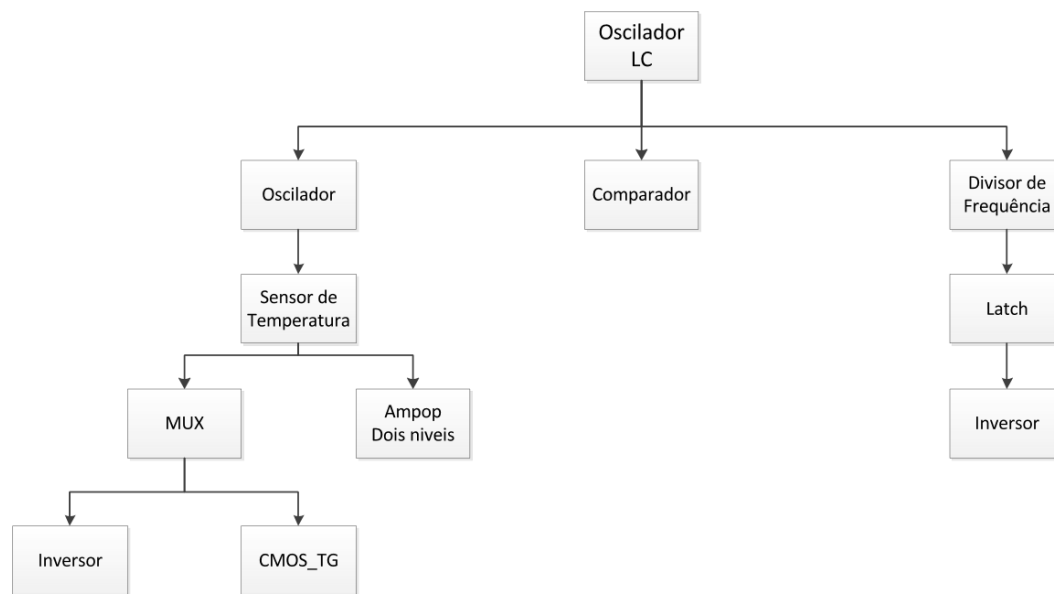


Figura 26 - Organograma do Oscilador

Como se pode observar, existem subcircuitos, como é o caso do circuito inversor, que é utilizado tanto no divisor de frequência como no sensor de temperatura.

Os subcircuitos anteriormente apresentados serão explicados de seguida.

### 3.3.1 Oscilador integrado

O oscilador integrado é o circuito final do projeto, este circuito é composto por todos os subcircuitos e é composto, essencialmente, por três subcircuitos principais: o circuito oscilador que irá gerar uma frequência de saída de 1.024GHz, com uma onda sinusoidal; o comparador que irá fazer uma comparação entre a saída do circuito oscilador propriamente dito e um nível de tensão, sendo que após a comparação irá gerar uma onda de saída sinusoidal com um fator de ciclo de 50% e uma frequência de 1.024GHz, e o divisor de frequência que irá fazer a divisão da frequência 64 vezes de forma a obter na saída os 16MHz requeridos para o oscilador integrado. O circuito completo do oscilador integrado pode ser observado na seguinte figura (27).

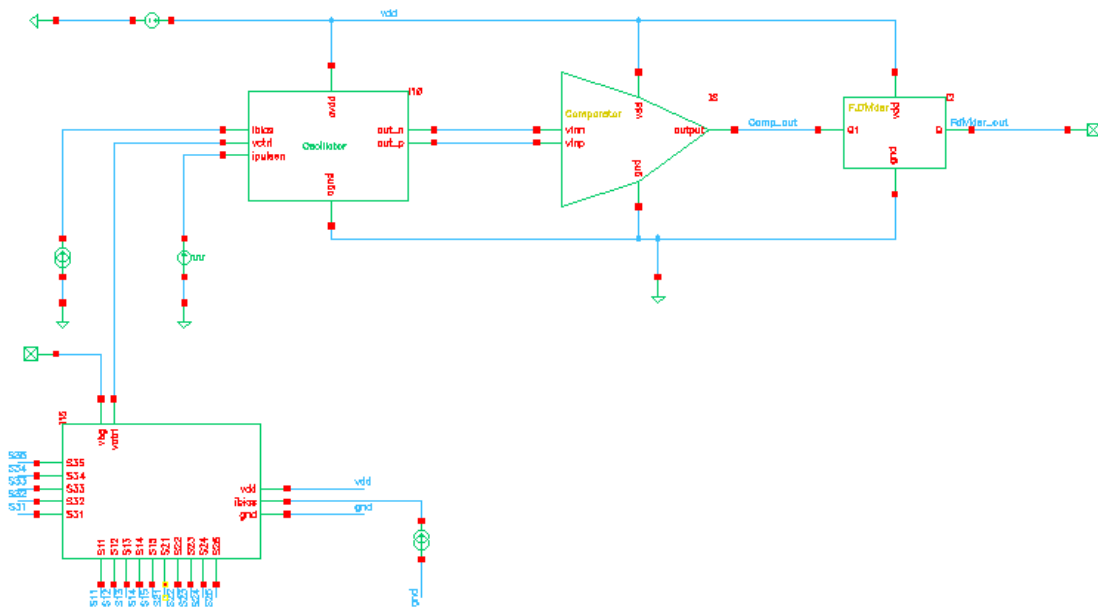


Figura 27 - Circuito final do Oscilador LC

### 3.3.2 Oscilador LC

Como foi referido anteriormente neste documento, a frequência central de oscilação é de 1.024GHz, desta forma é necessário dimensionar os componentes do circuito para essa frequência de oscilação. Os componentes a ser dimensionados serão o condensador e os varactores, sendo que a bobina não é dimensionada pois foi utilizada a disponível no software de projeto. Assim, o valor da bobina utilizada é de  $L1 = 3.8nH$ .

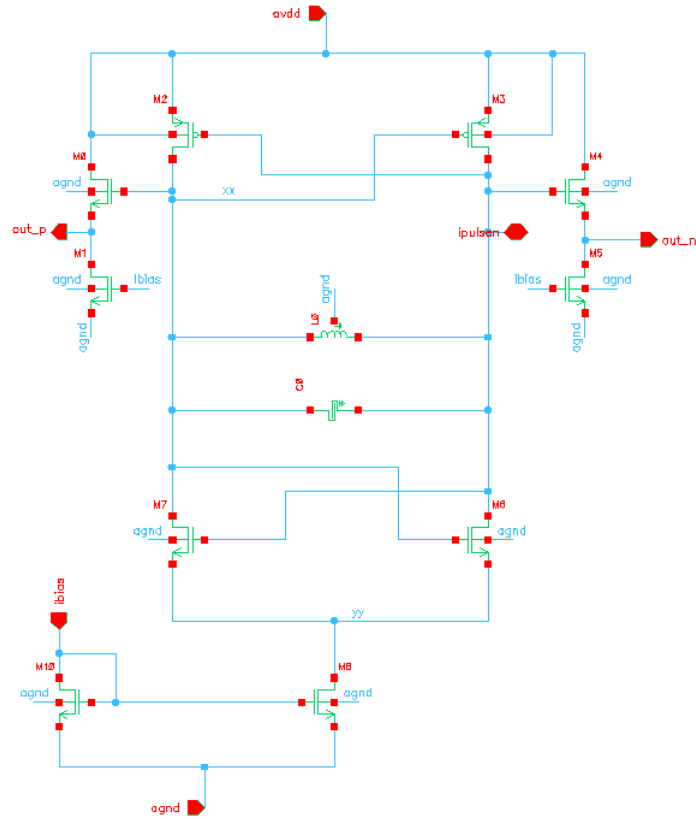


Figura 28 - Circuito Oscilador LC

Através da equação calcula-se o valor do condensador:

$$f(0) = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 L_1}} \quad (3-13)$$

Em que  $f(0)$  é a frequência central de oscilação definida,  $1.024GHz$ ,  $C_1$  é o valor a calcular do condensador e  $L_1$  é o valor da bobina que é de  $3.8nH$ .

Substituindo os valores na equação (3-13), chega-se ao valor do condensador de  $6.35707pF$ , como o condensador disponível na livreria XFAB tem uma capacidade de  $66.4fF$ , valor muito inferior ao necessário, torna-se imperativo colocar um valor de multiplicidade de cerca de 96.

Os valores parâmetros dos tamanhos dos componentes estão representados na seguinte tabela (4).

L (m)	W(m)	M	Valor (F)
$20.0u$	$20.0u$	96	$66.4f$

Tabela 4 - Dimensões do Condensador

No circuito os transístores PMOS M2 e M3, assim como os NMOS M6 e M7, foram ajustados para que seja criada uma resistência negativa maior que a causada pelo circuito LC tanque, aumentando a multiplicidade de M1, M2, M6 e M7 .

Os valores dos transístores são mostrados na seguinte tabela (5).

	WF (m)	LF (m)	NF	M
PMOS				
M2	$5.0u$	$300.0n$	1	60
M3	$5.0u$	$300.0n$	1	60
NMOS				
M0	$2.0u$	$350.0n$	1	1
M1	$2.0u$	$350.0n$	1	1
M4	$2.0u$	$350.0n$	1	1
M5	$2.0u$	$350.0n$	1	1
M6	$5.0u$	$350.0n$	1	20
M7	$5.0u$	$350.0n$	1	20
M8	$5.0u$	$1.0u$	1	30

$M10$	$5.0u$	$1.0u$	1	6
-------	--------	--------	---	---

Tabela 5 - Tamanho dos Transístores PMOS e NMOS do Oscilador LC

Em que os transístores M8 e M10 são um espelho de corrente que tem como tarefa fornecer uma corrente de polarização ao oscilador

Na figura seguinte (29) é mostrado o circuito de teste do oscilador.

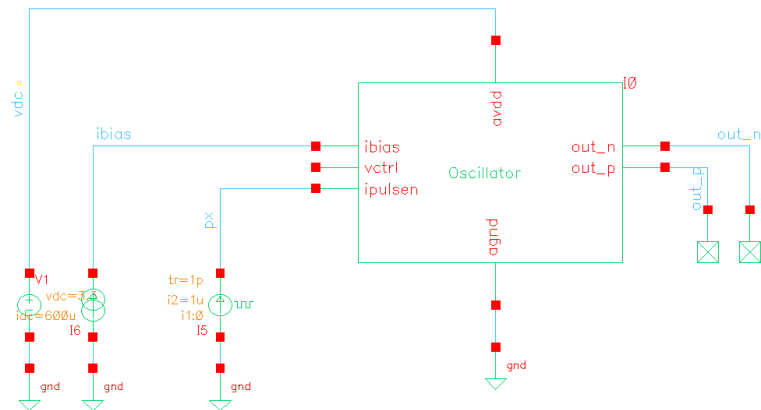


Figura 29 - Circuito de teste do Oscilador LC

### 3.3.3 Oscilador LC com varactors

Como foi já referido anteriormente, é necessário adicionar ao circuito oscilador um sensor de temperatura para que seja possível fazer uma compensação da frequência com a temperatura, desta forma, são incorporados no circuito do oscilador dois varactores em série um com o outro e em paralelo com o circuito LC Tank, que irão receber uma tensão de controlo do sensor de temperatura ( $V_{ctrl}$ ) que irá alterar a capacidade destes mesmos varactores, que terão tamanhos e capacidades iguais.

Para calcular a capacitância dos varactores é utilizada a equação (3-14):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_0 + C_x)}} \quad (3-14)$$

Onde,  $C_0$  é a capacitância do Condensador,  $C_1$  e  $C_x$  é a capacitância dos dois varactores.

L(m)	WF (m)	M
10.0 <i>u</i>	10.0 <i>u</i>	13

Tabela 6 - Parâmetros dos Varactores

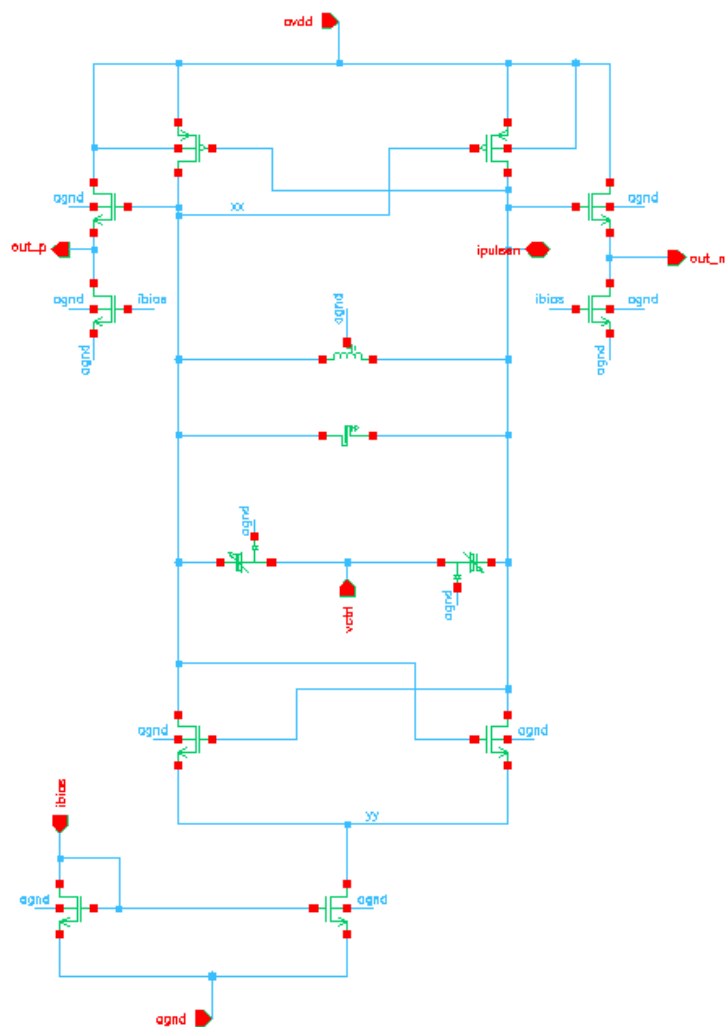


Figura 30 - Circuito Oscilador LC com varactores

Na figura seguinte (31) é mostrado o circuito de teste do oscilador com os varactores.



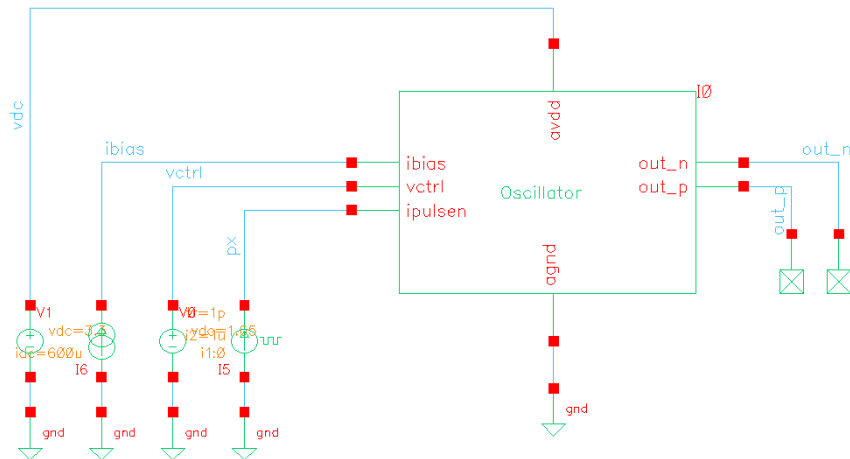


Figura 31 - Circuito de teste do Oscilador com Varactores

### 3.3.4 Sensor de Temperatura

Como o circuito poderá operar com temperaturas bastante dispares, o sensor de temperatura no oscilador LC integrado tem a tarefa de manter a frequência de oscilação no valor estipulado de 16MHz com a variação da temperatura. O sensor de temperatura cria uma referência de tensão dependente da temperatura, tensão essa que será a tensão de controle  $V_{ctrl}$  que irá alterar a capacidade dos varactores. Assim, se a frequência  $f_{TC}$  tiver uma inclinação negativa para o oscilador, o sensor deverá gerar uma inclinação positiva, para que a inclinação seja anulada.

Idealmente um circuito de referência de tensão é um circuito dimensionado para gerar uma tensão de saída constante  $V_{REF}$ , tensão essa que é independente da fonte de alimentação  $V_{DD}$ , onde  $V_{DD} > V_{REF}$ , temperatura e variações de processo. Mas em alguns casos, como o caso do oscilador, é necessário criar uma tensão que se altera com a temperatura. [22]

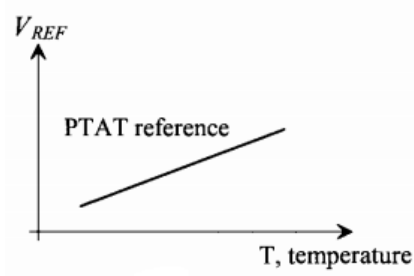


Figura 32 - Curva PTAT [22]

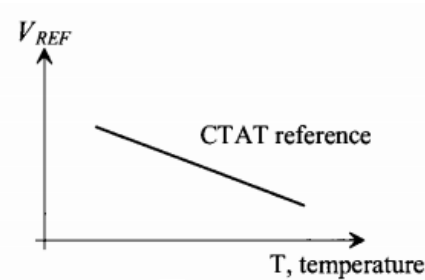


Figura 33 - Curva CTAT [22]

Observando a figura (32) verifica-se que se  $V_{REF}$  for subindo proporcional à temperatura, diz-se que a tensão de referência é proporcional à temperatura absoluta. Se  $V_{REF}$  for inversamente proporcional à temperatura diz-se que é complementar à temperatura absoluta, figura (33). Desta forma, o PTAT e CTAT podem ser utilizados para criar uma tensão de referência, tensão essa que se altera muito pouco com a temperatura,  $mV/C$ , chamada de referência bandgap. [22]

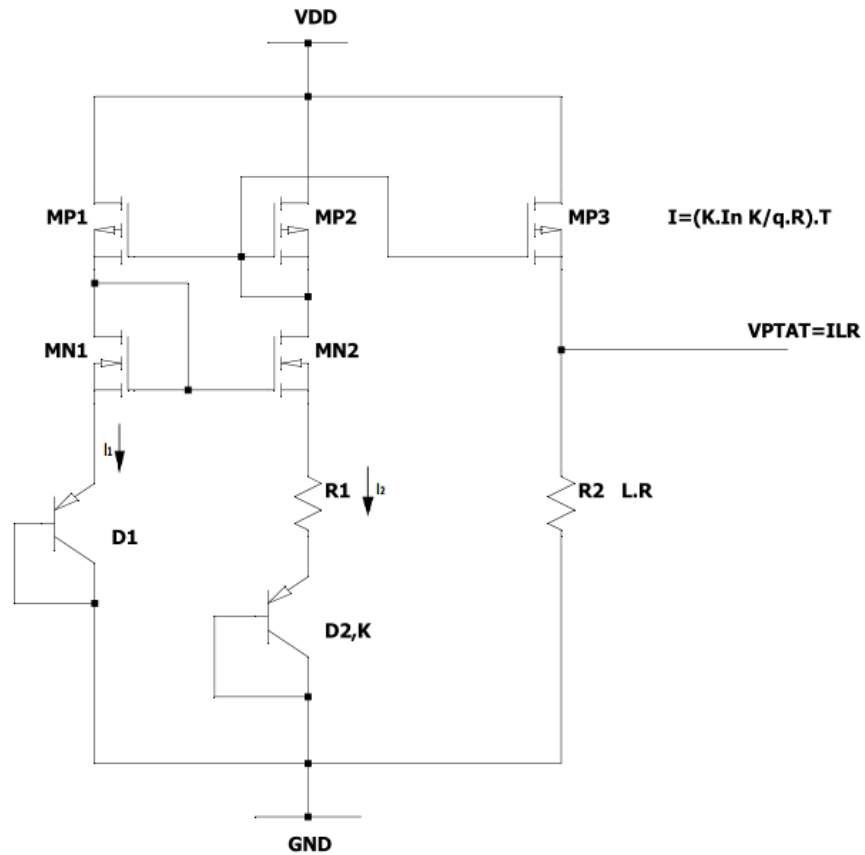


Figura 34 - Esquemático PTAT

O circuito implementado, tem espelhos de corrente para que as correntes  $I_1$  e  $I_2$  tenham valores iguais mesmo com a variação da tensão de alimentação. [12]. Para que exista um fluxo de corrente através da resistência  $R_1$  a queda de tensão em  $D_2$  deve ser bastante mais pequena que no transistor bipolar  $D_1$ . O tamanho do bipolar  $D_2$  deve ser maior que o  $D_1$  para que a corrente que atravessa os dois transístores ( $D_1$  e  $D_2$ ) seja igual e de menor queda de tensão no  $D_2$ . Este fenómeno ocorre devido ao valor da corrente de saturação ser diretamente proporcional à área de junção do transistor. [16]

No circuito foi implementada outra forma de obter uma corrente igual nos mesmos ramos, que é conseguida pela utilização de transístores iguais e reduzindo a tensão  $V_{D2}$ . Se for implementado um diodo  $K$  em paralelo com  $D_2$ , a corrente  $I_2$  irá fluir uniformemente entre  $D_2$  e  $K$ , mas as quedas de tensão nos dispositivos  $D_1$  e  $D_2$  terão valores diferentes que podem ser expressas pelas seguintes equações:

$$I_{D1} = I_s * e^{\frac{V_{D1}}{nV_T}} \rightarrow V_{D1} = \frac{k}{q} * \ln\left(\frac{1}{I_{s1}}\right) \quad (3-14)$$

E

$$I_{D2} = K * I_s * e^{\frac{V_{D2}}{nV_T}} \rightarrow V_{D2} = \frac{k}{q} * \ln\left(\frac{1}{K * I_{s1}}\right) \quad (3-15)$$

Resolvendo as duas equações:

$$I = \frac{K * \ln(K)}{q * R} * T \quad (3-16)$$

Assim, a corrente que atravessa o dispositivo K é menor que a que atravessa o dispositivo  $D_1$ , desta forma a queda de tensão em  $D_2$  é menor que em  $D_1$ .

Assumindo que  $I_1 = I_2 = I$  verifica-se a seguinte equação:

$$V_{D1} = V_{D2} + R * I \quad (3-17)$$

Atendendo à equação (3-18) e considerando  $I_{s1} = I_{s2} = I_s$  conclui-se que todos os transístores têm o mesmo tamanho.

$$I = \frac{K * \ln(K)}{q * R} * T \quad (3-18)$$

Apesar da corrente ser proporcional à temperatura, o coeficiente de temperatura irá distorcer a linearidade da corrente do circuito PTAT. Para se obter uma tensão PTAT no ramo de MP3 do circuito, implementa-se uma resistência que irá definir a tensão PTAT. Essa tensão é dada pela seguinte equação:

$$V_{PTAT} = I * L * R \quad (3-19)$$

Onde L é o rácio entre R1 e R2.

$$L = \frac{R2}{R1} \quad (3-20)$$

A alteração na tensão de referência com a temperatura é dada por:

$$\begin{aligned} V_{REF} &= I * R * L \\ &= \frac{nk * L * \ln K}{q} * T \end{aligned} \quad (3-21)$$

[22]

Usando  $k = 1.38 \times 10^{-23}$  K/J e  $q = 1.6 \times 10^{-19}$  C, e em que a referência de tensão é dada em mV/°C.

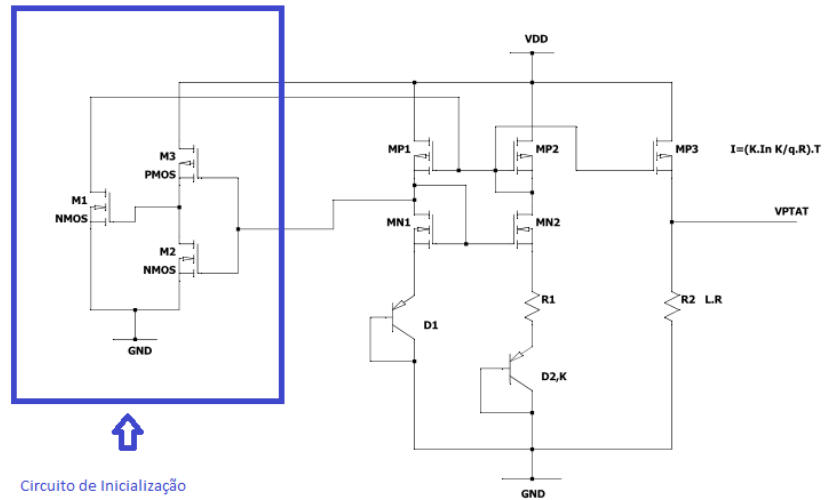


Figura 35 - Circuito PTAT com circuito de inicialização implementado.

O sensor de temperatura é um circuito auto-polarizado, o que exige a implementação de um circuito de inicialização, sendo que este irá evitar que o circuito fique num estado de corrente zero.

Para implementar o circuito, as dimensões dos transístores são os seguintes, tabela (7):

	WF (m)	LF(nm)	NF	M
Circuito Inicialização				
M1	2.0 <i>u</i>	350.0 <i>n</i>	1	1
M2	2.0 <i>u</i>	350.0 <i>n</i>	1	30
M3	2.0 <i>u</i>	300.0 <i>n</i>	1	1
Transístores PMOS				
MP1	30.0 <i>u</i>	3.0 <i>u</i>	1	1
MP2	30.0 <i>u</i>	3.0 <i>u</i>	1	1
MP3	30.0 <i>u</i>	3.0 <i>u</i>	1	1
Transístores NMOS	10.0 <i>u</i>	3.0 <i>u</i>	1	1
MN1	10.0 <i>u</i>	3.0 <i>u</i>	1	1
MN2	10.0 <i>u</i>	3.0 <i>u</i>	1	1

Tabela 7 – Dimensões dos Componentes Bandgap

O sensor de temperatura foi projetado para ter uma tensão de alimentação de 3.3V e um consumo de corrente de 20 $\mu$ A.

Através da equação seguinte calculou-se o valor das resistências:

$$R = \frac{nV_T * \ln K}{I} \quad (3-22)$$

Em que o valor calculado foi de 2.7k $\Omega$ .

Foram calculados os diferentes valores da tensão  $V_{PTAT}$  através das equações (3-19) e (3-20) e conseqüentemente o declive da tensão de referência  $V_{PTAT}$ , como estas não correspondem ao requerido foi necessário substituir o circuito PTAT por um Bandgap. [23]

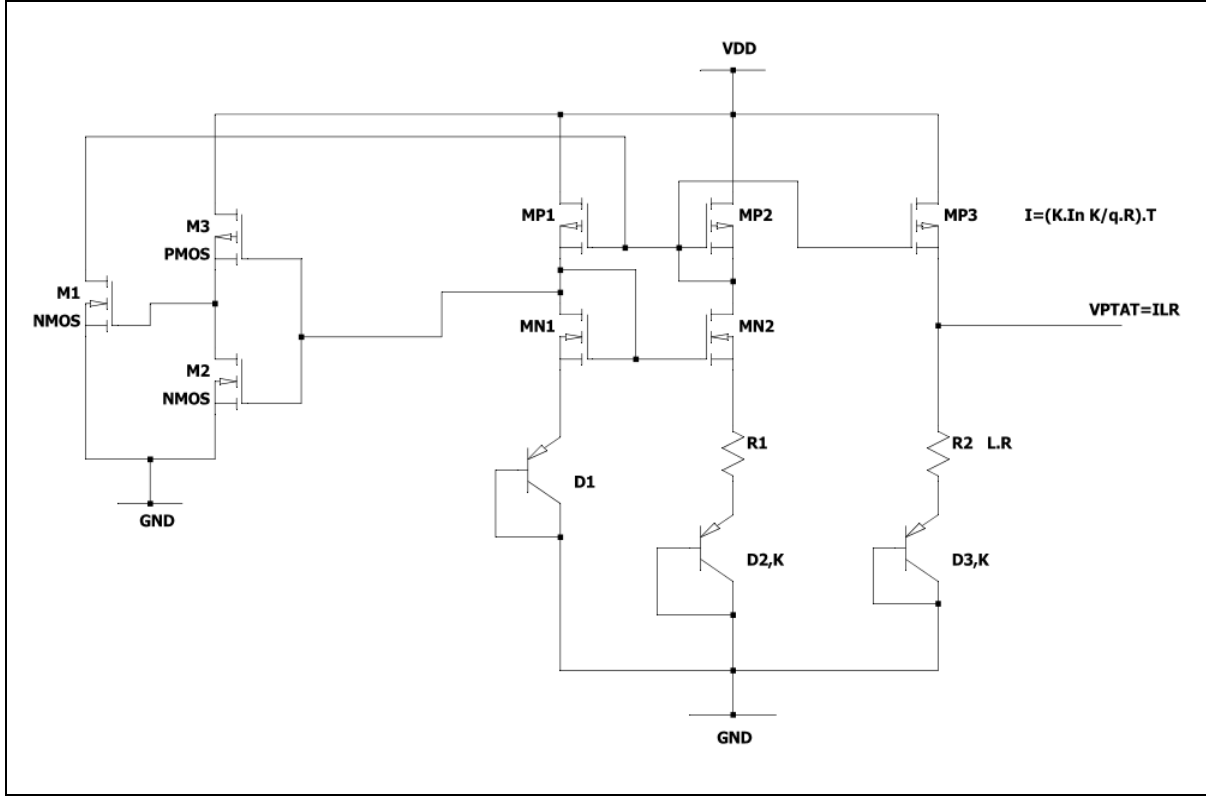


Figura 36 - Circuito Bandgap.

A tensão de Bandgap será dada por:

$$V_{REF} = V_{D3} + I * L * R = V_{D3} + L * n * \ln K * V_T \quad (3-23)$$

Onde  $V_{D3}$  é a tensão do diodo  $D_3$ ,  $I$  é a corrente de saída e  $L$ , como já referido anteriormente, é o rácio entre  $R1$  e  $R2$ .

A oscilação da tensão de referência com a temperatura é dada por:

$$\frac{\partial(V_{REF})}{\partial T} = \frac{\partial(V_{D3})}{\partial T} = L * n * \ln K * \frac{\partial(V_T)}{\partial T} \quad (2-24)$$



Para determinar o valor de  $L$  que irá causar a variação da referência de temperatura, iguala-se a equação (2-24) a zero. O valor calculado é de  $\frac{\partial(V_{REF})}{\partial T} = -1.6mV/C$  e  $\frac{\partial(V_T)}{\partial T} = 0.085 mV/C$  [22]

$$L = \frac{1.6 \times 10^{-3}}{n * \ln K * 0.085 \times 10^{-3}} \quad (2-24)$$

Mesmo com o circuito Bandgap não foi possível chegar aos resultados requeridos, desta forma foi implementado o circuito da figura (37), que é uma modificação do circuito Bandgap.

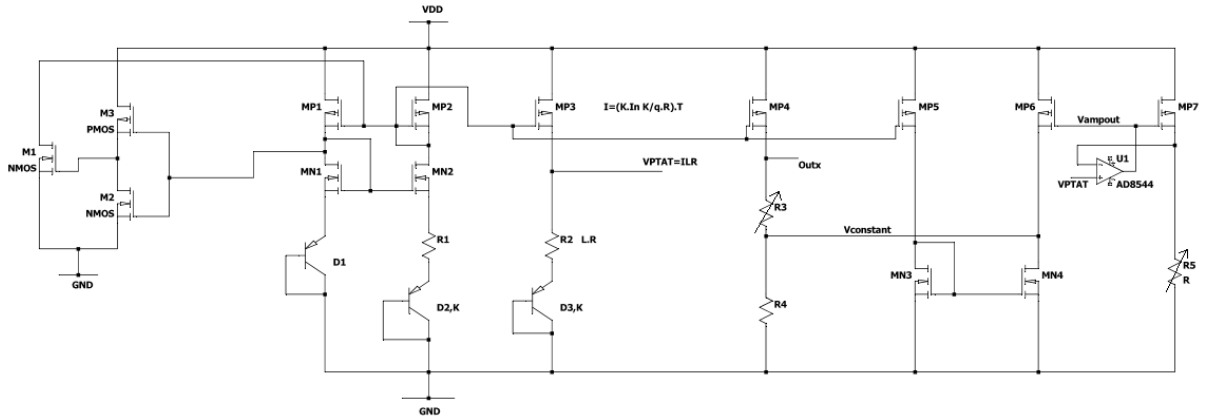


Figura 37 - Circuito bandgap alterado.

Neste circuito a tensão de referência é  $V_{ctrl}$  esta irá controlar o valor dos varactores. É dada por:

$$V_{ctrl} = I_{temp} * R_3 + V_{constant} \quad (2-25)$$

Onde

$$V_{constant} = vbg * \frac{R_4}{R_5} \quad (2-26)$$

É necessário que, dependendo do corner, a tensão de saída  $V_{ctrl}$  tenha um deslocamento e inclinação constante. Desta forma, o circuito Bandgap irá fornecer um offset na tensão constante e uma tensão PTAT numa inclinação correspondente.

A tensão  $V_{constant}$  irá ser independente da temperatura (gerando uma tensão de Bandgap normal). O amplificador é alimentado através da tensão de referência do Bandgap  $v_{bg}$ , tensão essa que foi projetada para ter uma inclinação próxima de zero. A única variável com a temperatura é  $I_{temp} * R_3$ . Portanto, para obter uma inclinação correta na tensão de referência foram encontradas duas soluções.

Ajustando os valores das resistências R3, R4 e R5 é possível obter uma tensão de referência correta.

As resistências R3, R4 e R5 são conectadas em série e são idênticas com valores de  $2.7k\Omega$ , assim, ajustando o número de resistências em série ajusta-se o valor da resistência.

O princípio de funcionamento do circuito modificado é o seguinte:

A corrente  $I_{temp}$  será espelhada pela corrente do espelho de corrente MP4 e MP5. Desta forma, a corrente irá atravessar R3 para compensar o PTAT em R4 mantendo a tensão em R4 constante com a variação da temperatura. O amplificador irá fornecer uma tensão constante para o espelho de corrente MP6 e MP7. A corrente espelhada de MP7 e MP6 irá ser  $V_{constant}$ .

Para obter um maior gradiente de inclinação o valor de R3 terá que ser ajustado, maior ou menor. O valor de R4 será constante. A corrente  $I_{vbg}$  é controlada através de R5 para ter uma maior ou menor tensão de saída,  $V_{ctrl}$ .

Para ter uma maior tensão  $V_{constant}$ , R5 pode ser diminuída de modo a que  $I_{vbg}$  seja maior ou aumentar R5 para ter uma  $V_{constant}$  menor. Com as resistências variáveis, é obtida uma inclinação necessária e uma tensão de referência correta. [24]

### 3.3.5 Multiplexer

O multiplexer é um dispositivo eletrônico que tem  $n$  entradas e somente uma saída, como pode ser verificado na figura (0-40).

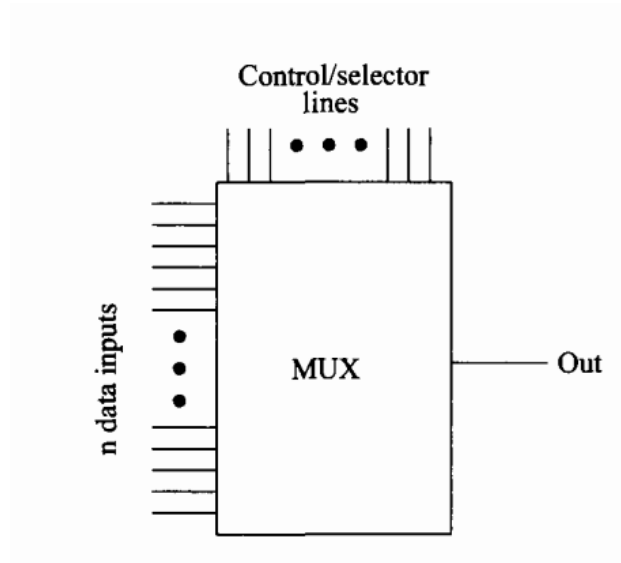


Figura 38 - Exemplo de Multiplexer. [21]

O número de linhas de seleção está diretamente relacionado com o número de entradas da seguinte forma

$$2^m = n \quad (3-21)$$

Onde  $n$  é o número de entrada do multiplexer e  $m$  é o número de entradas de seleção. [21] O multiplexer é constituído por cinco circuitos CMOS TG, circuito explicado de seguida, e 5 inversores.

Os circuitos inversores são utilizados para inverter os sinais de seleção, de forma a que seja possível ter o sinal de seleção negado ( $S_{xn}$ ) nas entradas dos dispositivos CMOS TG.

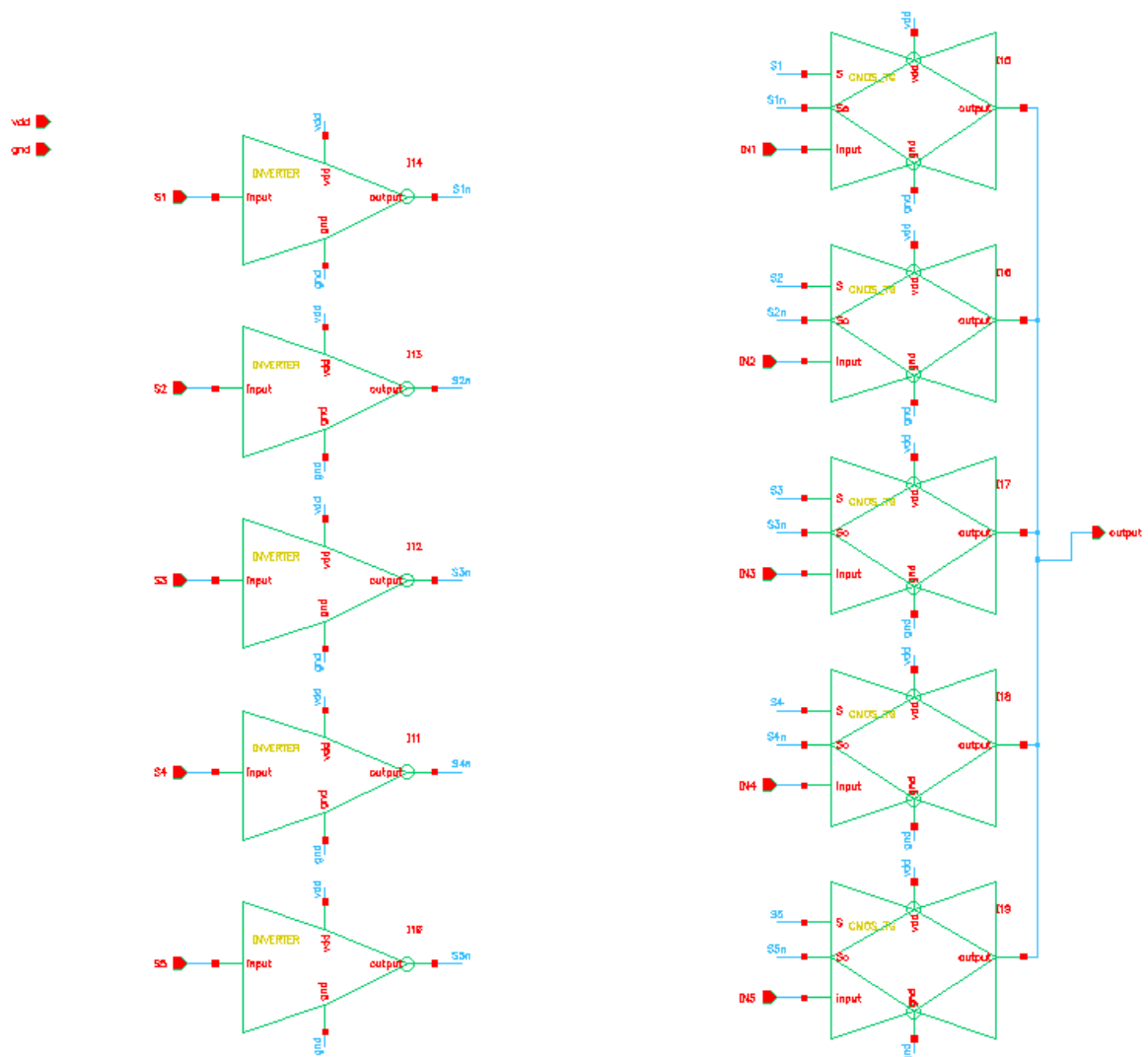


Figura 39 - Circuito multiplexer.

O multiplexer implementado no circuito do sensor de temperatura tem 5 entradas de seleção e 5 entradas de sinal, com uma saída.

O multiplexer no circuito tem a tarefa de ajustar o sensor de temperatura para os diferentes Corners.

### 3.3.6 CMOS TG

O dispositivo CMOS TG, Transmission Gate, é usado num dispositivo CMOS digital quando é preciso fazer a seleção de um sinal. O circuito do CMOS TG é mostrado na figura (40).

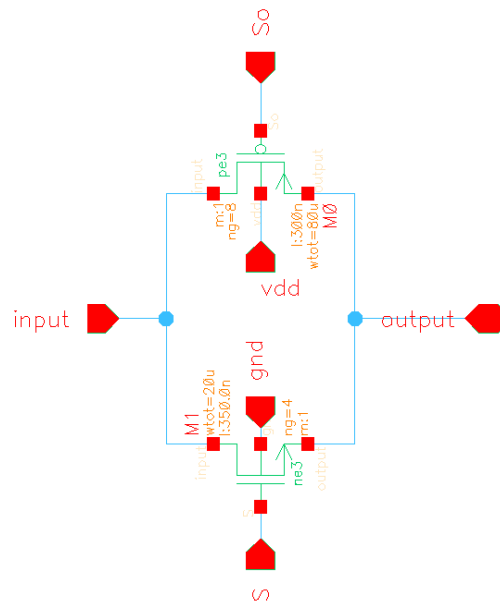


Figura 40 - Circuito CMOS TG

O circuito é constituído por dois transístores MOS, um PMOS e um NMOS ligados em paralelo. Observando a figura (40) entende-se que se a entrada “S” tiver o valor um, o circuito coloca o sinal da entrada, input, na saída, output. [21]

A resistência R entre a entrada e a saída do circuito CMOS TG pode ser estimada através da equação:

$$R = r_n || r_p \quad (3-22)$$

[21]

## CMOS Transmission Gate

Tipo	W	L	NF	M
PMOS				
M0	10.0 $\mu m$	300.0nm	8	1
NMOS				
M1	5.0 $\mu m$	340.0nm	4	1

Tabela 8 - Parâmetros dos Transístores CMOS TG

## 3.3.7 Espelho de corrente

O espelho de corrente, como pode ser observado na figura (41), é formado por dois transístores NMOS, M1 e M2. Caso estes dois transístores tenham o mesmo comprimento e largura pode-se observar que as tensões  $V_{GS_1} = V_{DS_1} = V_{GS_2}$ . Como os transístores têm as mesmas tensões aplicadas à gate, a tensão no dreno também será igual. Se as duas resistências ligadas aos drenos de M1 e M2 forem de igual valor, garante-se que a tensão do dreno de M1 e M2 também irá ter o mesmo valor,  $V_{DS_1} = V_{GS_2} = V_{DS_2}$ . [12]

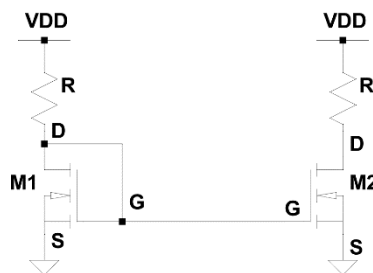


Figura 41 - Exemplo de um espelho de corrente

O espelho de corrente é utilizado em vários circuitos do projeto, como por exemplo na polarização do oscilador e no sensor de temperatura.

### 3.3.8 Comparador

O circuito comparador tem a capacidade de comparar dois sinais injetados nas suas entradas, em que um desses sinais é o sinal de referência. Como mostra a figura (42), quando a tensão de referência é menor que o sinal de entrada a saída do comparador é “0”, quando o sinal de entrada é menor que a tensão de referência, a saída do comparador toma o valor de “1”.

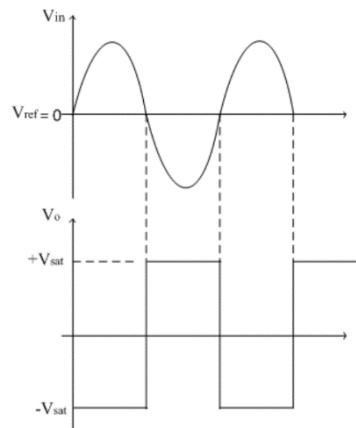


Figura 42 - Exemplo de ondas de entrada e saída de um comparador. [26]

As equações seguintes mostram a alteração da saída:

$$v_{inp} > v_{inn} \rightarrow out = "1" \quad (3-23)$$

$$v_{inp} < v_{inn} \rightarrow out = "0" \quad (3-24)$$

O esquema do comparador é apresentado na figura (43) e as entradas  $v_{inn}$  e  $v_{inp}$  do comparador estão ligadas as saídas do oscilador LC. [25]

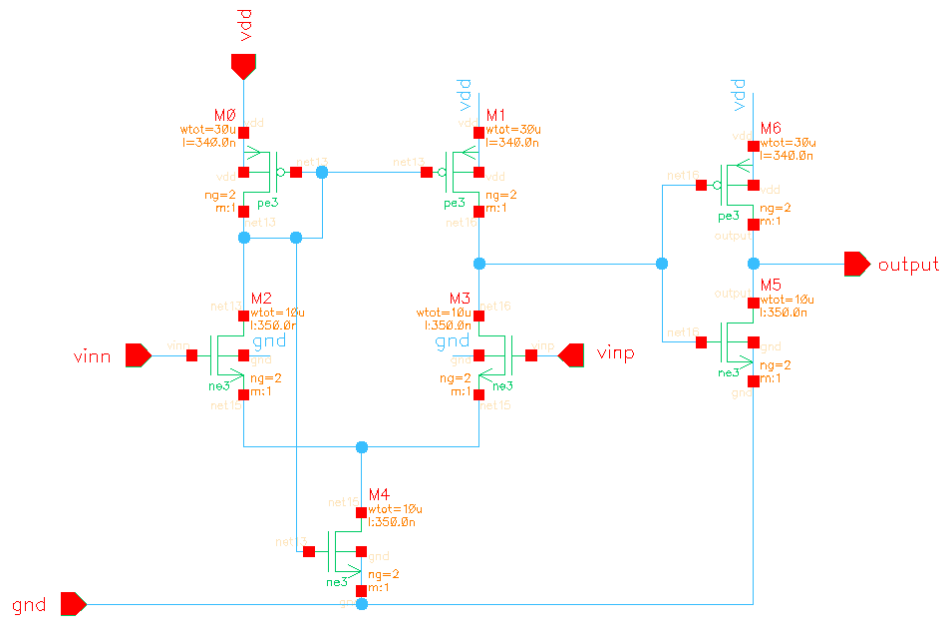


Figura 43 - Circuito Comparador.

Os parâmetros de dimensionamento dos transístores usados no circuito comparador estão ilustrados na tabela (9).



## Circuito Comparador

Tipo	W	L	NF	M
PMOS				
M0	15.0 $\mu m$	340.0nm	1	1
M1	15.0 $\mu m$	340.0nm	1	1
M6	15.0 $\mu m$	340.0nm	1	1
NMOS				
M2	5.0 $\mu m$	350.0nm	1	8
M3	5.0 $\mu m$	350.0nm	1	8
M4	5.0 $\mu m$	350.0nm	1	1
M5	5.0 $\mu m$	350.0nm	1	1

Tabela 9 - Parâmetros Componentes Comparador

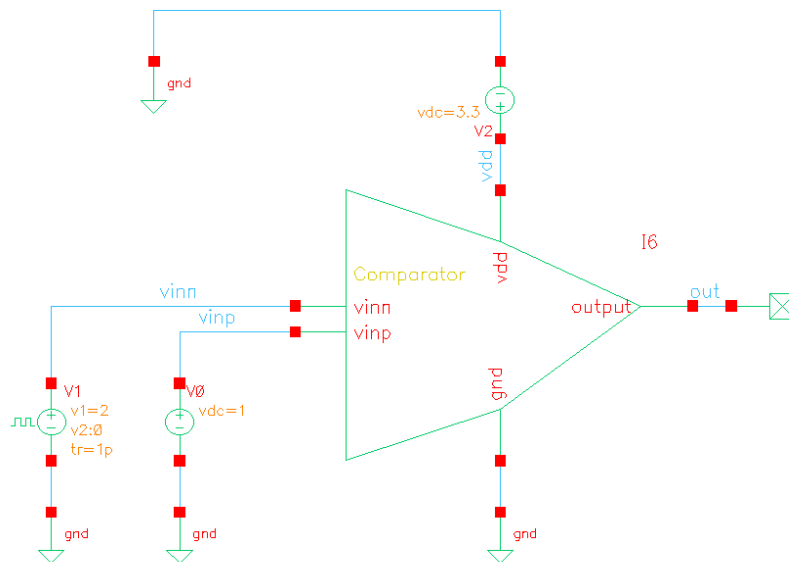


Figura 44 - Circuito de teste do comparador

### 3.3.9 Inversor CMOS

O inversor é um estágio de ganho básico para os circuitos CMOS. O tipo de inversor utilizado no projeto é do tipo push-pull e irá inverter a entrada. Este inversor é constituído por dois transístores MOS, um PMOS e um NMOS. Como mostra a figura (45) ambos têm a gate ligada a  $v_{in}$ , o transístor PMOS liga a source a  $v_{dd}$  e o dreno ao dreno do dispositivo NMOS, dispositivo esse que tem a source ligada ao  $ground$ . A saída do inversor  $v_{out}$  está ligada aos drenos dos transístores. Desta forma, quando  $v_{in}$  toma o valor de 1, o dispositivo NMOS fica activo e liga  $v_{out}$  ao ground, de outra forma, quando  $v_{in}$  tem valor 0 desliga o transístor NMOS e liga o PMOS, assim a saída  $v_{out}$  fica com o valor de  $v_{dd}$ . [11]

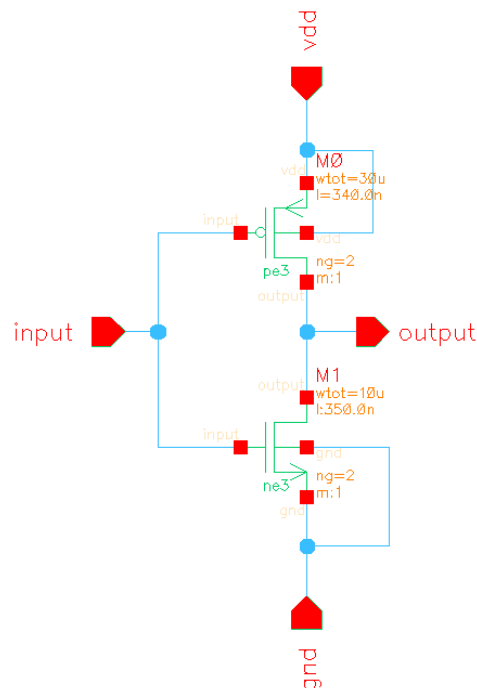


Figura 45 - Circuito Inversor

Os parâmetros de dimensionamento dos transístores usados no circuito inversor estão ilustrados na seguinte tabela.

Circuito Inversor

Tipo	W	L	NF	M
PMOS				
M0	15.0 $\mu m$	340.0nm	2	1
NMOS				
M1	5.0 $\mu m$	350.0nm	2	1

Tabela 10 - Parâmetros Componentes Inversor

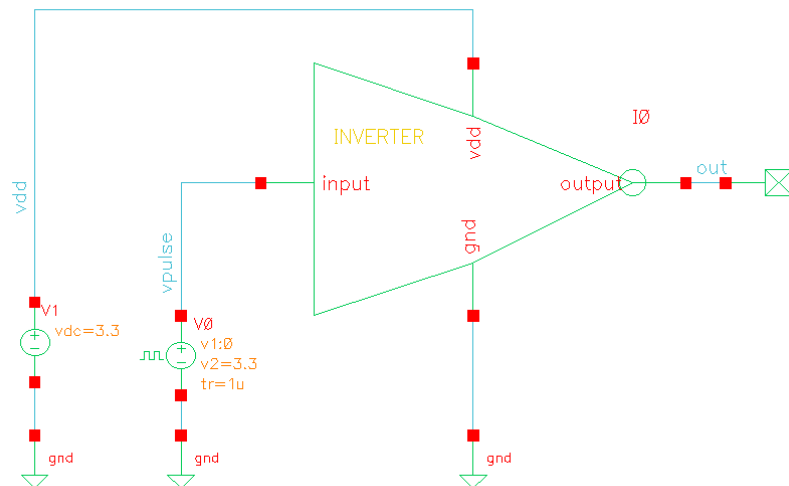


Figura 46 - Circuito de teste do Inversor

### 3.3.10 Divisor de frequência

O divisor de frequência é constituído por 6 flip-flop's tipo D do tipo CMOS (latch), cada latch divide a frequência de oscilação por 2, desta forma, serão implementados 6 latch. A frequência de entrada do divisor será de 1.024GHZ e de saída 16MHz.

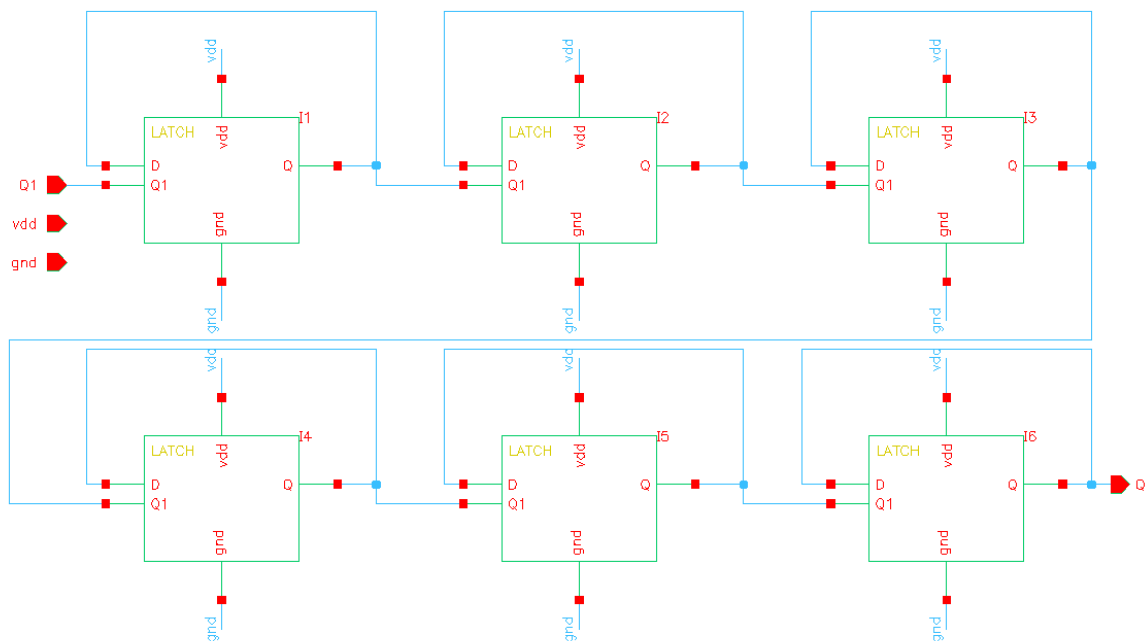


Figura 47 - Circuito do divisor de frequência

### 3.3.11 LATCH

O componente Latch pode ser visto como um flip-flop com a diferença de ser um dispositivo dinâmico, ou seja, com memória.

O circuito do componente latch encontra-se na figura (48) e funciona da seguinte forma,

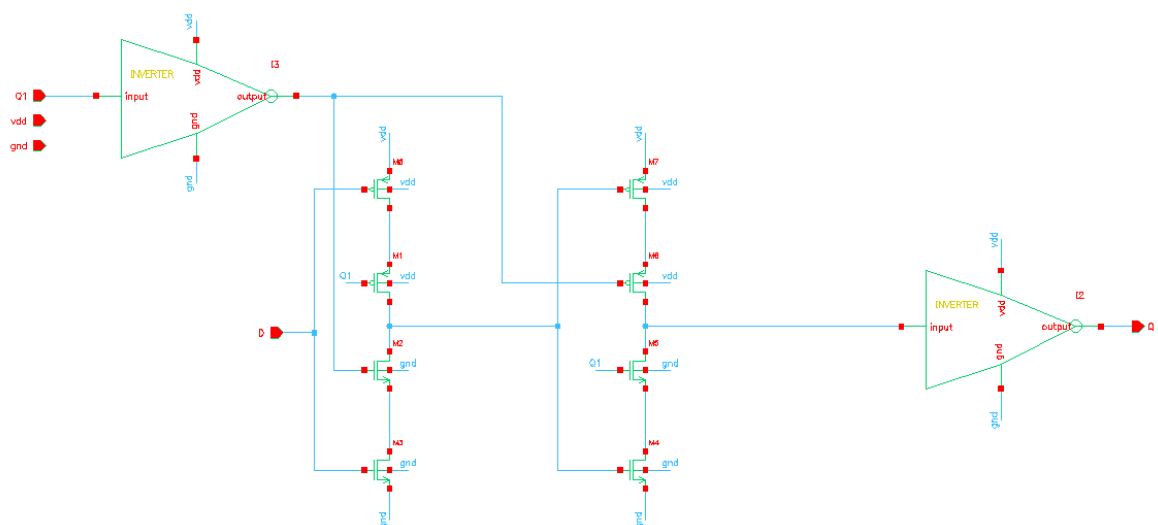


Figura 48 - Circuito Latch tipo D

Um latch é um circuito de armazenamento cuja saída muda com o nível do sinal do relógio. Um flip-flop (FF) é um circuito de armazenamento que altera os estados no bordo, quer descendente ou ascendente do sinal de relógio. Desta forma, observado a figura (49) (latch tipo D) em conjunto com a tabela (11), verifica-se que o latch fica ativo quando o sinal de Enable é igual a um, ou seja, fica com a saída com o mesmo valor de entrada D. Quando o valor de Enable muda para 0, o valor da sua saída fica em memória. [20]

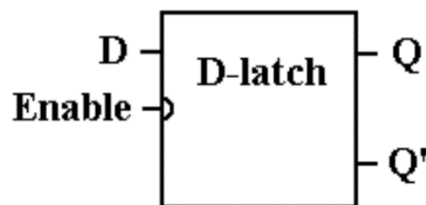


Figura 49 - Latch tipo D

Enable	D	Q+	Q'+
1	1	1	0
1	0	0	1
0	1	Q	Q'
0	0	Q	Q'

Tabela 11 - Tabela de verdade do Latch tipo D

Pode-se observar a saída do Latch na figura (50).

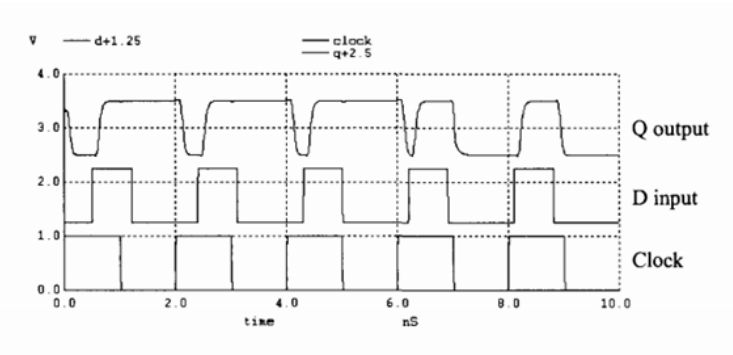


Figura 50 - Saída do Latch tipo D. [20]

O circuito do divisor de frequência irá ser conectado à saída do circuito comparador. Os tamanhos dos transístores utilizados estão representados na seguinte tabela.

Circuito Latch

Tipo	W	L	NF	M
PMOS				
M0	15.0 $\mu m$	340.0nm	2	1
M1	15.0 $\mu m$	340.0nm	2	1
M6	15.0 $\mu m$	340.0nm	2	1
M7	15.0 $\mu m$	340.0nm	2	1
NMOS				
M2	5.0 $\mu m$	350.0nm	2	1
M3	5.0 $\mu m$	350.0nm	2	1
M4	5.0 $\mu m$	350.0nm	2	1
M5	5.0 $\mu m$	350.0nm	2	1

Tabela 12 - Valores dos Componentes LATCH

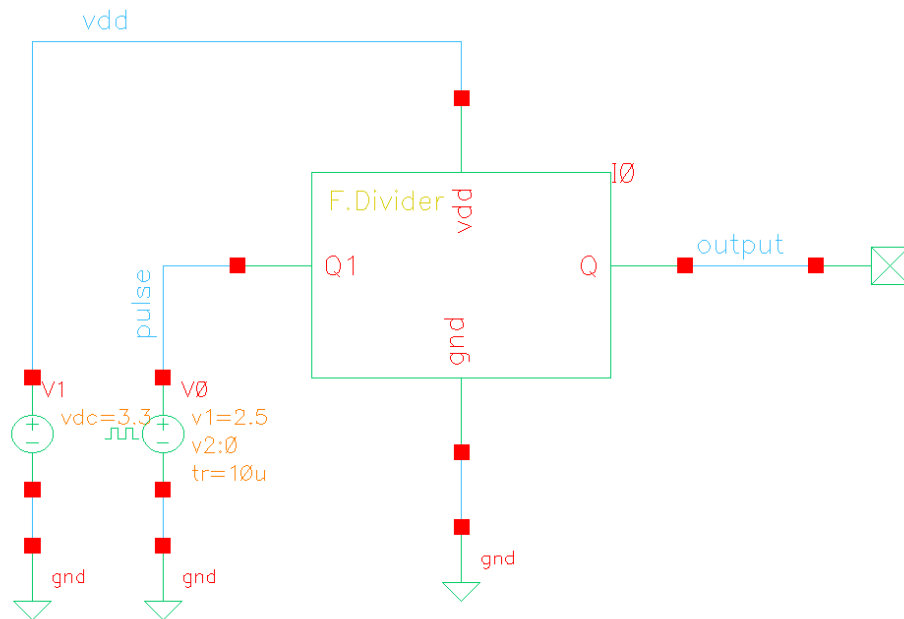


Figura 51 - Circuito de Teste Divisor de Frequência

### 3.3.12 Amplificador 2 estágios

O amplificador operacional (op-amp) é um bloco de construção fundamental no design de circuitos integrados analógicos. A figura (52) mostra um diagrama de blocos do amplificador operacional de dois estágios.

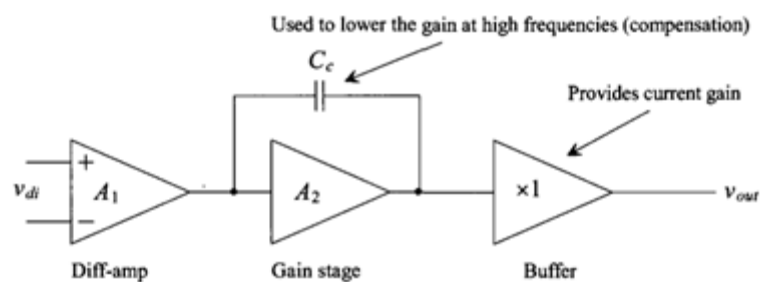


Figura 52 - Diagrama de blocos de um amplificador dois estágios.

O primeiro estágio é um amplificador diferencial, o segundo estágio é um amplificador operacional de fonte comum, o buffer representado na figura não é utilizado, pois este é somente utilizado se a sua saída for ligada a uma carga resistiva ou a uma grande carga

capacitiva. [15] O condensador representado  $C_C$  é o condensador de compensação Miller. O amplificador compara a diferença entre as duas entradas, inversora e não inversora, e multiplica o resultado por um número que será o valor do ganho ( $\beta$ ).

O ganho de malha aberta de baixa frequência do amplificador é calculado como o produto dos ganhos de fase:

$$A_{OLDC} = A_1 * A_2 \quad (3-25)$$

Em que

$$A_1 = g_{mn} * (r_{on} || r_{op}) \quad (3-26)$$

E

$$A_2 = g_{mp} \cdot r_{op} \quad (3-27)$$

Assim juntado as duas equações:

$$A_{OLDC} = g_{mn} * (r_{on} || r_{op}) * g_{mp} \cdot r_{op} \quad (3-28)$$



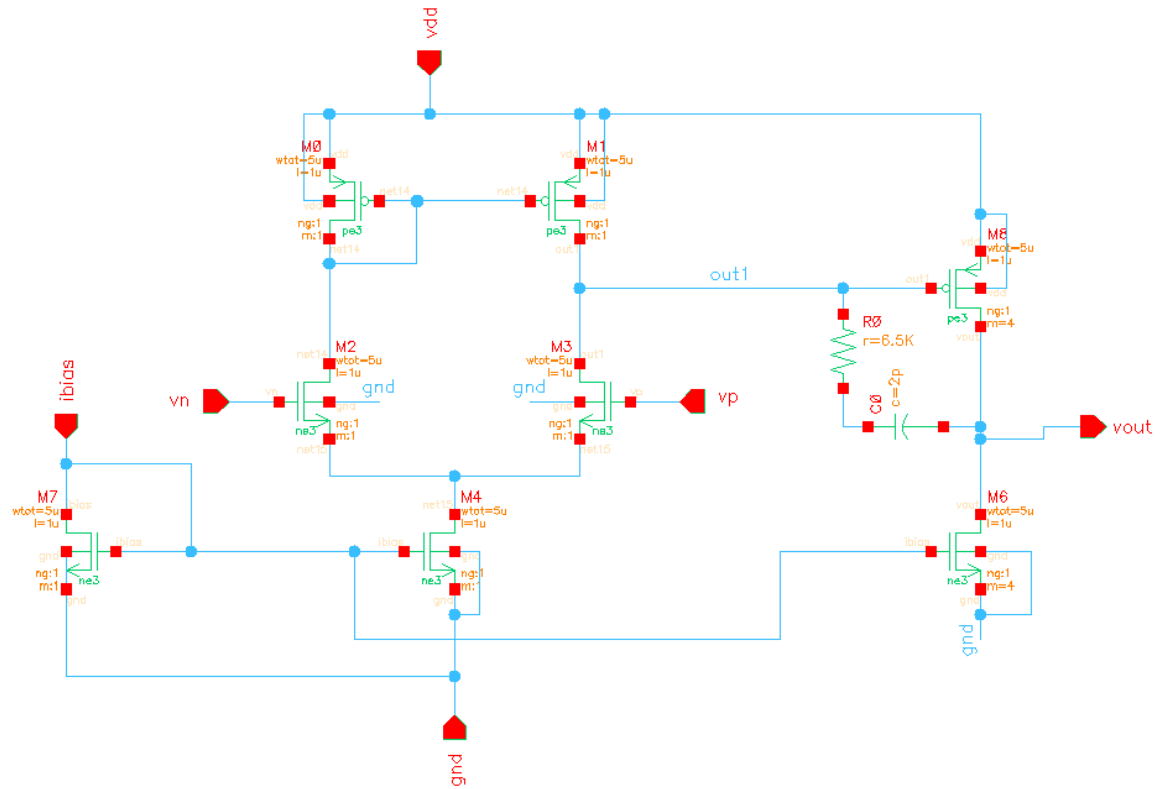


Figura 53 - Circuito do amplificador de dois estágios

Para calcular a localização do pólo associado ao amplificador diferencial usa-se a equação

$$f_1 \approx \frac{1}{2\pi g_{m2} R_1 R_2 C_c} \quad (3-29)$$

Para calcular a localização do pólo associado ao amplificador de fonte comum usa-se a equação

$$f_2 \approx \frac{g_{m2} C_c}{2\pi(C_c C_1 + C_1 C_2 + C_c C_2)} \quad (3-30)$$

Para calcular o valor do condensador de compensação  $C_c$  recorre-se

$$f_{un} = \frac{g_{m_1}}{2\pi C_c} \quad (3-31)$$

Em que  $f_{un}$  é a frequência em que a fase passa em  $-100^\circ$ . [15]

Os valores do condensador de compensação  $C_c$  e resistência de remoção do zero  $R_z$  têm no projeto os valores de  $6,5K\Omega$  para a resistência e  $2.4pF$  para o condensador de Miller. Os resultados das respostas em frequência serão mostrados no capítulo seguinte.

#### Circuito Amplificador

Tipo	W	L	NF	M
PMOS				
M0	$15.0 \mu m$	$1.0 \mu m$	1	1
M1	$15.0 \mu m$	$1.0 \mu m$	1	1
M8	$15.0 \mu m$	$1.0 \mu m$	1	1
NMOS				
M2	$5.0 \mu m$	$1.0 \mu m$	1	1
M3	$5.0 \mu m$	$1.0 \mu m$	1	1
M4	$5.0 \mu m$	$1.0 \mu m$	1	1
M6	$5.0 \mu m$	$1.0 \mu m$	1	1
M7	$5.0 \mu m$	$1.0 \mu m$	1	1

Tabela 13 - Parâmetros Componentes Amplificador

### 3.4 Oscilador LC Completo

Após a implementação dos circuitos auxiliares ao funcionamento do oscilador, a figura (54) mostra o circuito de teste do oscilador LC integrado.

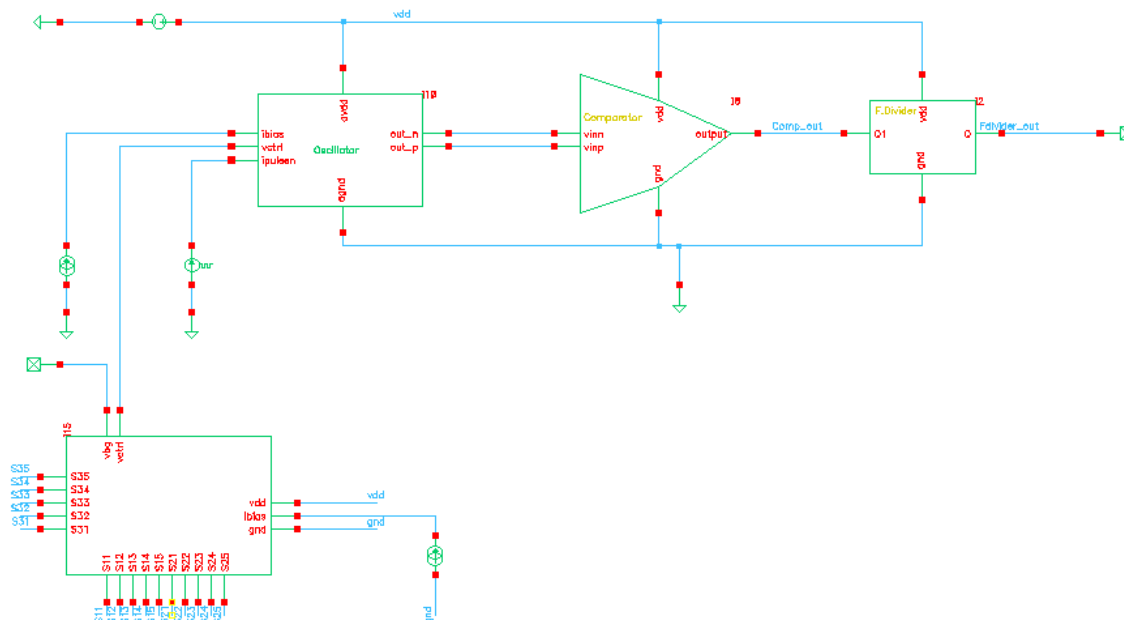


Figura 54 - Oscilador Completo

### 3.5 Conclusão

Neste capítulo foram verificados os subcircuitos relativos ao oscilador integrado, no próximo capítulo serão mostradas as simulações, assim como os resultados dessas simulações. Pelo facto de as simulações não mostrarem os resultados esperados, alguns parâmetros poderão ser alterados.



## 4 SIMULAÇÕES

---

Neste capítulo são mostrados os resultados das simulações dos circuitos desenvolvidos, as simulações foram realizadas através do software Cadence.

### 4.1 Conceção do Trabalho

Os circuitos desenvolvidos no projeto foram realizados no software Cadence, foram implementados e simulados todos os sub-circuitos do oscilador integrado, o que permitiu, após a montagem final, chegar ao resultado requerido. Após a concepção de cada circuito foi extraída a netlist correspondente a cada circuito, que através do software ELDO permitiu realizar a simulação.

### 4.2 Software Utilizado

Como referido anteriormente, o software para o desenho dos circuitos é o Cadence, este software permite utilizar os componentes da biblioteca XFAB XH018. Após o desenho dos circuitos, para os simular, foi utilizado o software ELDO e por fim, para mostrar os resultados graficamente, utilizou-se o software EZWAVE.

O software Cadence permite o desenho dos circuitos com as bibliotecas da tecnologia, dentro destes componentes é permitido alterar os parâmetros como, por exemplo os tamanhos. Na figura seguinte é mostrado um exemplo de um circuito feito no Cadence.

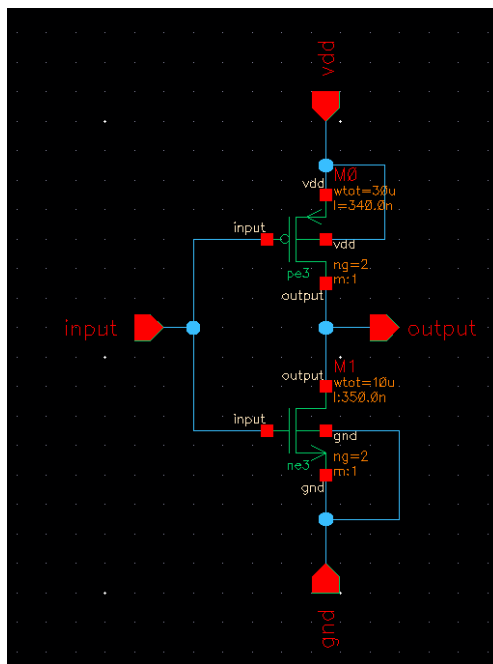


Figura 55 - Exemplo de circuito do Cadence

Após o desenho dos circuitos e para os simular, a fim de testar o seu correto funcionamento, é necessário extrair a netlist correspondente. Para o circuito da figura (55) a netlist correspondente é mostrada na tabela (14):

```

** Generated for: hspiceD

** Design library name: OSCILLATOR_SCHEMATICTEST

** Design cell name: Inverter

** Design view name: schematic

.param vdd=3.3

.LIB "/home/pdkmgr/xfab/xfab_xh018/cdk/xfab_xh018-2019.05.15OA/OA/xh018/mentor/v7_1/eldo/v7_1_2/lpmos/xh018.lib" tm

** Library name: OSCILLATOR_SCHEMATIC

** Cell name: Inverter

** View name: schematic

.subckt Inverter gnd input output vdd

xm0 output input vdd vdd pe3 w=15e-6 l=340e-9 as=7.2e-12 ad=4.05e-12 ps=30.96e-6 pd=15.54e-6 nrs=18e-3 nrd=18e-3 m=2 par1=2

xm1 output input gnd gnd ne3 w=5e-6 l=350e-9 as=2.4e-12 ad=1.35e-12 ps=10.96e-6 pd=5.54e-6 nrs=54e-3 nrd=54e-3 m=2 par1=2
xf_subext=0

.ends Inverter

** End of subcircuit definition.

** Library name: OSCILLATOR_SCHEMATICTEST

** Cell name: Inverter

** View name: schematic

xi0 0 vpulse out vdd Inverter

v0 vpulse 0 PULSE 0 3.3 1e-9 1e-12 1e-12 488e-12 976e-12

v1 vdd 0 DC=vdd

.END

```

Tabela 14 - Exemplo de Netlist extraída do Cadence

Com a netlist gerada é necessário realizar a simulação através do software ELDO, que irá gerar um ficheiro necessário à visualização no EZWAVE, a saída correspondente ao circuito é mostrada na figura (56).

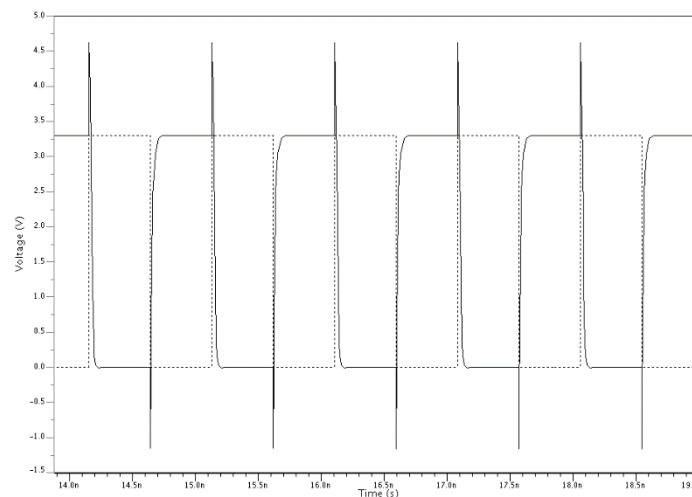


Figura 56 - Exemplo de onda de saída visualizada através do EZWAVE.

### 4.3 Tipos de análises

Para que seja possível atestar o correto funcionamento de cada circuito foi necessário recorrer a três tipos de análise, tais como, análise DC, análise AC e em transitório. Através destas análises é permitido observar os valores necessários à verificação do correto funcionamento do circuito.

#### 4.3.1 Análise em frequência

O comando `.AC` ativa a análise de pequenos sinais que calculam a magnitude e a fase das variáveis de saída como uma função da frequência. Inicialmente o simulador calcula o ponto de operação DC do circuito com as condições iniciais específicas do circuito, desta forma, o comportamento do circuito linearizado é calculado para uma entrada sinusoidal de amplitude especificada na netlist, fase e intervalo de frequência. No projeto este tipo de análise é utilizado na simulação do amplificador de dois estágios e o comando utilizado é:

$$.AC \text{ TYPE } nb \text{ } fstart \text{ } fstop \quad (4-1)$$



Em que *.AC* é o tipo de análise a realizar, *TYPE* escolhe uma variação logarítmica, *nb* é o parâmetro que escolhe o número de pontos a calcular por década, *fstart* é a frequência inicial de cálculo e *fstop* é a frequência final. [18]

#### 4.3.2 Análise em repouso

O comando *.DC* ativa uma análise usada para determinar o ponto de repouso ou ponto de operação do circuito. O ponto de operação do circuito é calculado usando capacitâncias abertas e indutâncias em curto-circuito. Uma análise DC pode ser efetuada para determinar a condição inicial estável de um circuito analógico. A análise DC no projeto foi realizada no sensor de temperatura em que é necessário variar a temperatura entre os valores de ( $-55^{\circ}\text{C}$  a  $125^{\circ}\text{C}$ ). Para a variação da temperatura é usado o comando:

$$.DC \textit{ SWEEP TEMP START STOP nb} \quad (4-2)$$

Em que *SWEEP* especifica que a análise irá fazer um varrimento de uma variável, *TEMP* significa que a análise a realizar irá variar os valores da temperatura, *START* é o valor inicial da temperatura, *STOP* é o valor final de temperatura relativa à análise e por fim, *nb* é o numero de pontos calculado. [18]

#### 4.3.3 Análise Transitória

O comando *.TRANS* ativa uma análise transitória. As variáveis de saída temporárias são calculadas como uma função do tempo durante um tempo especificado na netlist. As condições iniciais são determinadas automaticamente por uma análise DC, com todas as fontes que não são dependentes do tempo e são definidas pelos seus valores DC. Esta análise serve para calcular a estabilidade de todo o circuito. Os comandos da análise em transitório são:

.*TRANS START STOP*

(4-3)

Em que START é o tempo correspondente ao início da simulação e STOP o fim desta. [18]

Este tipo de simulação é utilizado para a simulação do oscilador integrado, permitindo verificar o seu funcionamento.

#### 4.4 Condições de simulação

Como já referido anteriormente, a temperatura de funcionamento do oscilador é uma condição bastante importante, pois a sua resposta irá ser influenciada. A temperatura de funcionamento será entre os valores de  $(-55^{\circ}\text{C} a 125^{\circ}\text{C})$  temperatura essa que irá fazer variar a tensão de alimentação (3.3V) e os consumos dos diversos componentes constituintes do circuito. De forma a ter em conta as várias possibilidades os circuitos foram simulados com os diferentes corners.

##### 4.4.1 Modelos em Corners

A análise em *corners* é um método de simulação bastante utilizado para a verificação do desempenho dos circuitos em relação à variação do processo e parametrização, devido a este método ser bastante simples. [19]

Assim, além dos parâmetros médios típicos extraídos dos componentes típicos, são fornecidos conjuntos de hipóteses predefinidas que representam as piores combinações de casos em termos de potência e velocidade. [19] O conjunto de parâmetros predefinidos são:

- tm – typical mean;
- wp – worst case power;
- ws – worst case speed;
- wo – worst case one;
- wz – worst case zero;

Em relação à tensão de alimentação em todas as simulações foi considerada a variação de tensão de alimentação de 10%, desta forma, a tensão máxima varia entre 2.97V e 3.63V.

A X-FAB disponibiliza as características de vários tipos de componentes em corners, que podem ser observados na seguinte tabela (13).

Class Models	Parameters	Wp	Ws	Wo	wz
<b>MOS</b>	NMOS	Fast	Slow	fast	Slow
	PMOS	Fast	Slow	slow	fast
<b>Bipolar</b>	Speed	High	Low	-	-
	Beta	High	Low	-	-
<b>Resistor/JFET</b>	Resistance	Low	High	-	-
<b>Schottky diodes/Polysilicon Diode</b>	Forward voltage	Low	High	-	-
	Leakage	High	Low	-	-
	Capacitance	Low	High	-	-
	Breakdown voltage	High	Low	-	-
<b>Other diodes</b>	Capacitance	Low	High	-	-
<b>Capacitors</b>	Capacitance	Low	High	-	-
<b>Varactors</b>	Capacitance	Low	High	-	-
<b>Inductors</b>	Indutance	Low	High	-	-
	Quality factor	High	Low	-	-

Tabela 15 - Corners disponibilizados pela XFAB.

No projeto existem dez tipos diferentes de corners, as simulações foram realizadas com todos para verificar o correto funcionamento de cada circuito, assim como a simulação de todos os circuitos combinados originando o oscilador integrado.

## 4.5 Simulação dos Subcircuitos

### 4.5.1 Amplificador de dois estágios

Para testar o correto funcionamento do circuito amplificador é realizada uma simulação, a análise em frequência que permite verificar a margem de ganho e margem de fase do amplificador.

A simulação foi realizada para os vários corners. Os resultados das simulações estão representados na seguinte figura (57).

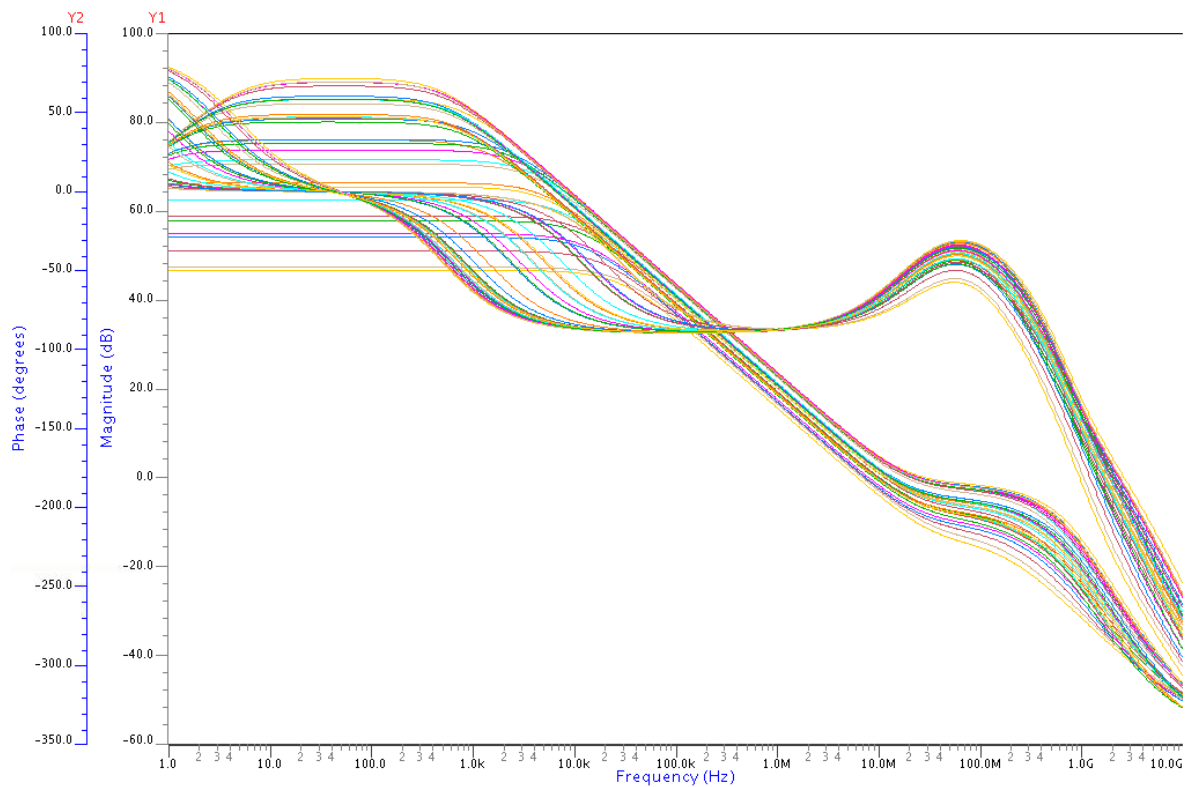


Figura 57 - Resposta do amplificador na análise em Frequência com corners

Após a análise da simulação verificam-se os seguintes resultados, mostrados na tabela (14).

Tensão	Corners	Temperatura (°C)	Margem de Fase (°)	Margem de Ganho (dB)
Normal	T <sub>m</sub>	-55	135,960	27,634
		27	118,630	29,588
		125	108,590	31,412
MIN	T <sub>m</sub>	-55	133,110	27,056
		27	114,440	29,027
		125	101,780	31,053
	W <sub>s</sub>	-55	127,500	27,087
		27	109,630	29,198
		125	97,825	30,982
	W <sub>p</sub>	-55	138,010	27,163
		27	117,950	29,111
		125	105,130	31,237
	W <sub>o</sub>	-55	131,760	27,006
		27	112,270	28,983
		125	99,383	30,688
	w <sub>z</sub>	-55	133,730	27,079
		27	115,830	29,038
		125	103,730	31,199
	T <sub>m</sub>	-55	136,640	27,634
		27	119,160	29,608
		125	109,090	31,459
MÁX	W <sub>s</sub>	-55	131,480	27,684
		27	115,680	29,689
		125	106,350	31,582

	W <sub>p</sub>	-55	141,240	27,719
		27	121,560	29,741
		125	110,780	31,630
	W <sub>o</sub>	-55	136,020	27,756
		27	118,490	29,723
		125	108,350	31,559
	W <sub>z</sub>	-55	136,750	27,512
		27	119,480	29,492
		125	109,550	31,358

Tabela 16 - Resultados de simulação Comers ampop

#### 4.5.2 Simulação do Inversor

Para verificar o correto funcionamento do circuito inversor é realizada uma análise em transitório. Através do circuito de simulação pode-se verificar que a tensão de alimentação tem um sinal pulsatório. Assim, quando o valor de entrada toma o valor de “1” na sua saída irá tomar o valor de “0” e vice-versa. Pode-se observar a resposta do inversor nas figuras (58) com os diferentes corners.

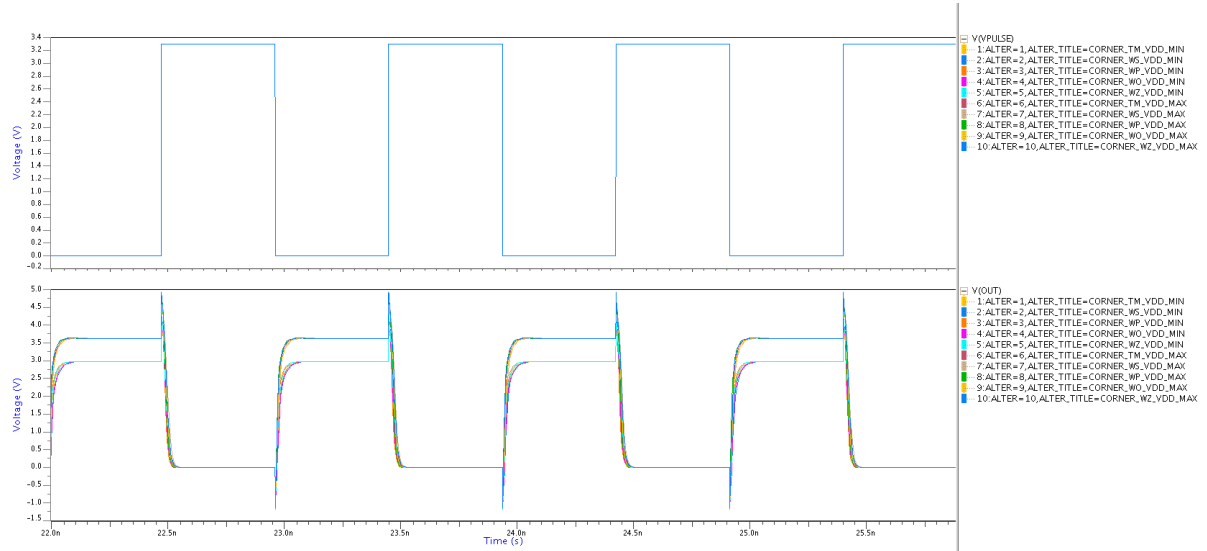


Figura 58 - Entrada e saída do inversor após análise DC com corners

#### 4.5.3 Simulação do Comparador

Para verificar o correto funcionamento do circuito inversor é realizada uma análise em transitório. Para realizar a simulação do comparador são colocado nas suas entradas dois sinais, *vinn* e *vinp*, no sinal *vinn* é conectado um sinal pulsatório que assume valores entre 0 e 3.3V, enquanto que na entrada *vinp* aplica-se uma tensão constante que assume o valor de 2V. Desta forma, quando o valor de *vinp* é maior que *vinn*, a saída toma o valor de “1” e vice versa. Pode ser observada a saída na figura (59).

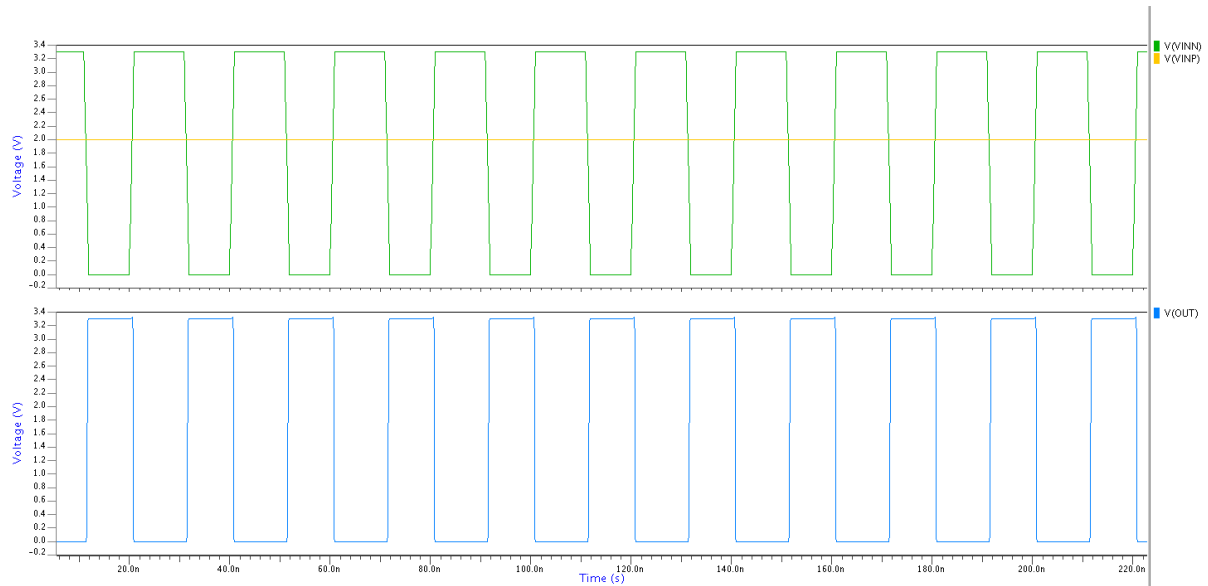


Figura 59 - Entrada e saída do comparador após análise DC com valores típicos

#### 4.5.4 Simulação do Divisor de Frequência

Para verificar o funcionamento do circuito divisor de frequência foi utilizada a simulação em transitório, desta forma, é colocado um sinal na sua entrada com uma frequência próxima de 1.024GHz de forma a verificar a frequência de saída. A saída é mostrada na seguinte figura (60).



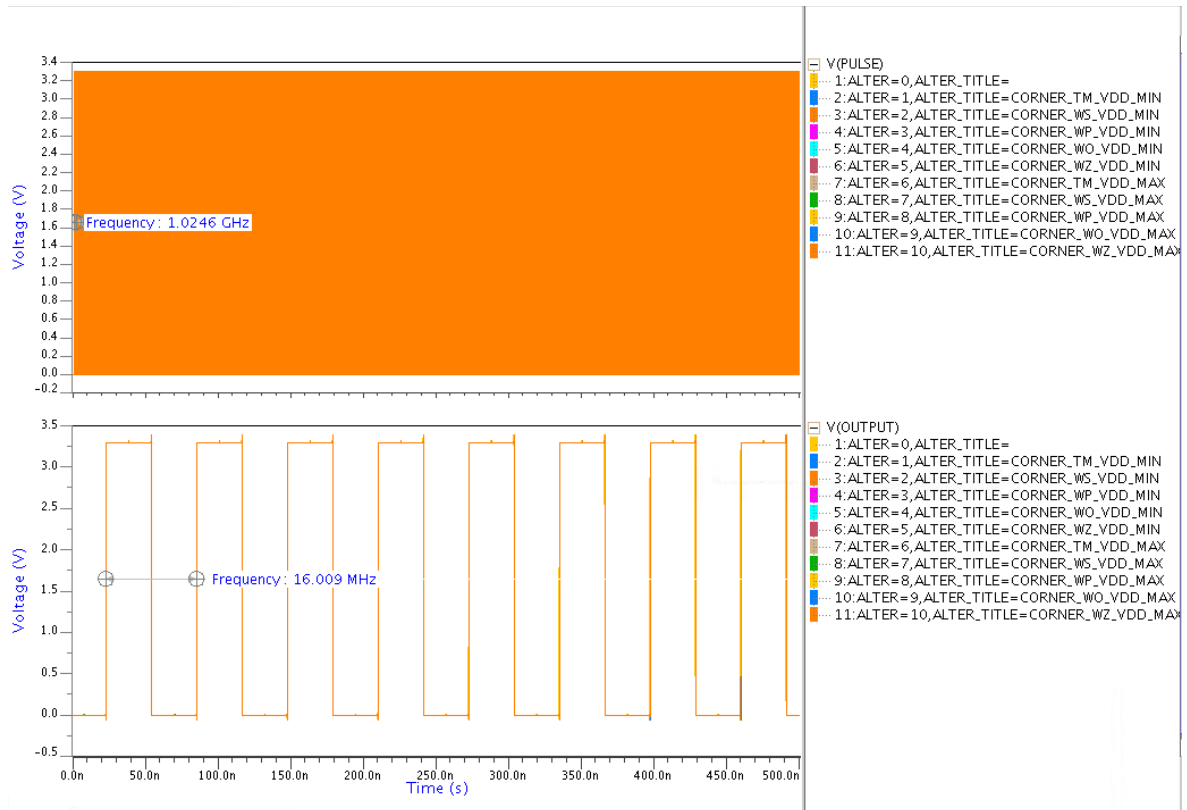


Figura 60 - Entrada e saída do divisor de frequência

Para verificar a frequência de entrada e de saída foram retirados os valores dos períodos da entrada e saída para depois calcular as frequências. Os valores estão na seguinte tabela (17).

	Frequência (Hz)
<b>Entrada</b>	1.0246G
<b>Saída</b>	16.009M

Tabela 17- Valores de Simulação da frequência de entrada vs saída.

#### 4.5.5 Simulação do Oscilador LC

Para simular o funcionamento do oscilador foi utilizada uma análise em transitório, esta análise permite verificar qual a frequência de oscilação, tempo de inicialização e magnitude do sinal de saída. A resposta em transitório pode ser verificada na seguinte figura (61).

Para chegar aos valores mostrados, foi necessário fazer alguns ajustes nos componentes, a bobina tem um valor de  $3.8nH$ , e o condensador tem uma área de  $468 \times 10^{-12} m$ , perímetro de  $80 \times 10^{-6} m$  e uma multiplicidade de 78, pois com os valores calculados anteriormente o oscilador apresentava uma frequência superior ao desejado.

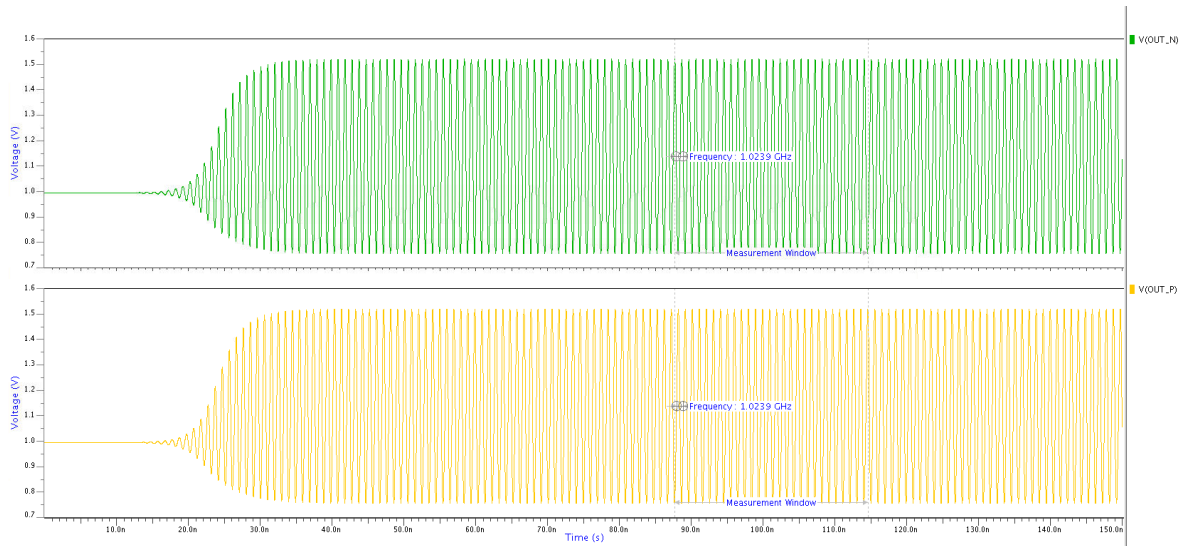


Figura 61 - Sinal de saída do Oscilador

Frequência	1.0239 GHz
Consumo	11,505 mW
Tempo de Inicialização	13,17832 ns
Magnitude de saída	1.15196 V

Tabela 18 - Valores do Oscilador

Através da figura (62), foram retirados os valores de simulação do oscilador com a temperatura, em que foi variada a temperatura entre os valores -55 a 125 °C, que corresponde a 37 simulações, com os dados retirados da simulação observa-se que a frequência de

oscilação sofre um decaimento com o aumento da temperatura, desta forma é necessário implementar um sensor de temperatura.

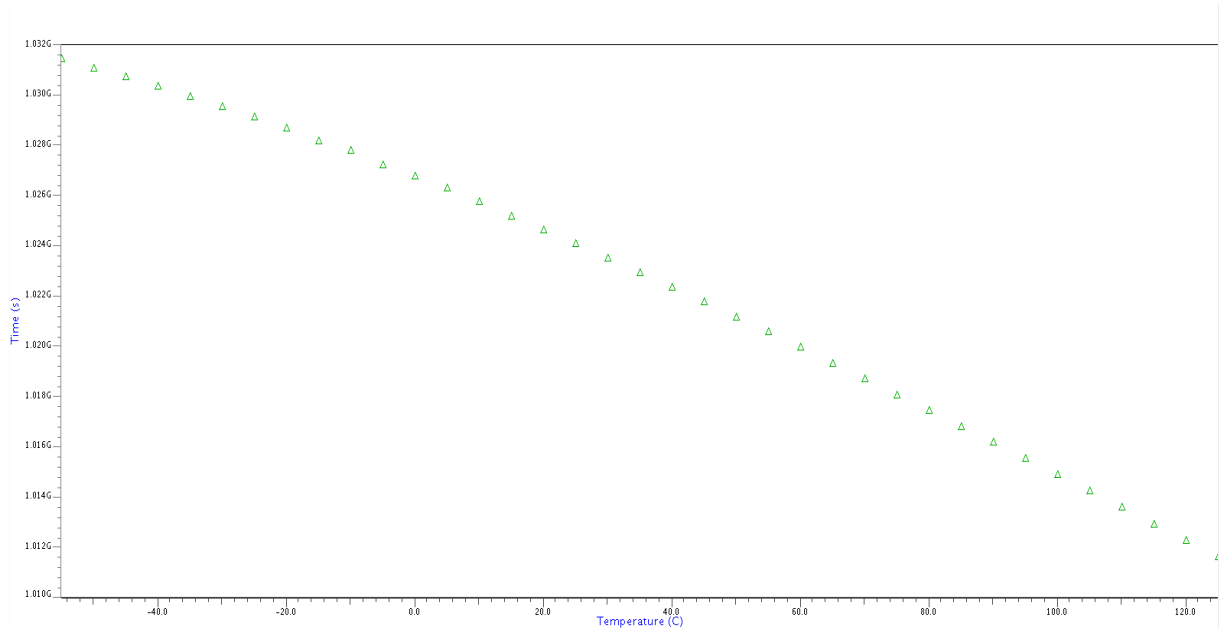


Figura 62 - Variação da frequência com a temperatura

#### 4.5.6 Simulação do Oscilador LC com varactores

Como foi verificado no subcapítulo anterior (4.5.5), a frequência de oscilação decresce com a temperatura, desta forma, foram inseridos no circuito do oscilador LC dois varactores em paralelo com o circuito LC tank. Os dois varactores irão ser controlados através de uma tensão de controlo ( $V_{ctrl}$ ), nesta secção a tensão de controlo irá sofrer uma variação manual, que permite para os diferentes corners obter uma frequência de oscilação o mais estabilizada possível.

As simulações são realizadas com os 30 corners disponíveis, na seguinte tabela são mostrados esses corners.

	Tensão (V)	Temperatura	Corner
1	3.3	-55	Tm
2		125	
3		-55	WS
4		27	
5		-55	WP
6		27	
7		-55	WO
8		125	
9		-55	WZ
10		125	
11	2.97	-55	TM
12		125	
13		-55	WS
14		125	
15		-55	WP
16		125	
17		-55	WO
18		125	
19		-55	WZ
20		125	
21	3.63	-55	TM

22		125	
23		-55	WS
24		125	
25		-55	WP
26		125	
27		-55	WO
28		125	
29		-55	WZ
30		125	

Tabela 19 - Corners utilizados na simulação do Oscilador com varactores.

Para além da variação da tensão de controlo é ainda necessária, em alguns corners, a variação da multiplicidade do condensador, pois o range da tensão de controlo atinge o seu mínimo ou máximo consoante os casos.

Os valores de  $V_{ctrl}$  são mostrados na seguinte tabela que mostra também a multiplicidade do condensador  $C_1$  e a frequência de oscilação do oscilador LC.

Nº Corner	Tensão (V <sub>dd</sub> )	Corner	Temp. (°C)	V <sub>ctrl</sub>	Diferencial Tensão (mV/°C)	M(C <sub>1</sub> )	Frequência Central	Frequência de Saída	Variação ppm
1	3.3V	Tm	-55	2.96	0.0007	69	1.0244	16.000	0
2		Tm	125	3.10		69	1.0238	16.000	0
3		Ws	-55	2.327	0.000750	51	1.0254	16.000	0
4		Ws	125	2.462		51	1.0241	16.000	0
5		Wp	-55	2.302	1.383	78	1.0241	16.000	0
6		wp	125	2.551		78	1.0245	16.000	0
7		Wo	-55	2.1	1.592	61	1.0245	16.000	0
8		Wo	125	2.3867		61	1.0240	16.000	0
9		Wz	-55	2.352	1.16	62	1.0240	16.000	0
10		Wz	125	2.562		62	1.0240	16.000	0
11	2.97V	Tm	-55	1.987	1.08	62	1.0244	16.000	0
12		Tm	125	2.183		62	1.024	16.000	0
13		Ws	-55	1.996	0.000775	51	1.0251	16.000	0
14		Ws	125	2.1355		51	1.0239	16.000	0
15		Wp	-55	1.979	1.366	78	1.0241	16.000	0
16		Wp	125	2.225		78	1.0245	16.000	0
17		Wo	-55	1.942	1.25	62	1.0244	16.000	0
18		Wo	125	2.167		62	1.0273	16.000	0
19		Wz	-55	1.861	1.69	61	1.0239	16.000	0
20		Wz	125	2.166		61	1.0240	16.000	0
21	3.63V	Tm	-55	2.633	1.13	62	1.0243	16.000	0
22		Tm	125	2.8375		62	1.0243	16.000	0
23		Ws	-55	2.6398	0.0008344	51	1.0247	16.000	0
24		Ws	125	2.7900		51	1.0239	16.001	62.5
25		Wp	-55	2.622	1.41	78	1.0242	16.000	0
26		Wp	125	2.876		78	1.0244	16.000	0
27		Wo	-55	2.592	1.13	62	1.0246	16.000	0
28		Wo	125	2.7925		62	1.0248	16.000	0
29		Wz	-55	2.503	1.76	61	1.0240	16.000	0
30		Wz	125	2.8195		61	1.0240	16.000	0

Tabela 20 - Tensão de controlo para corners

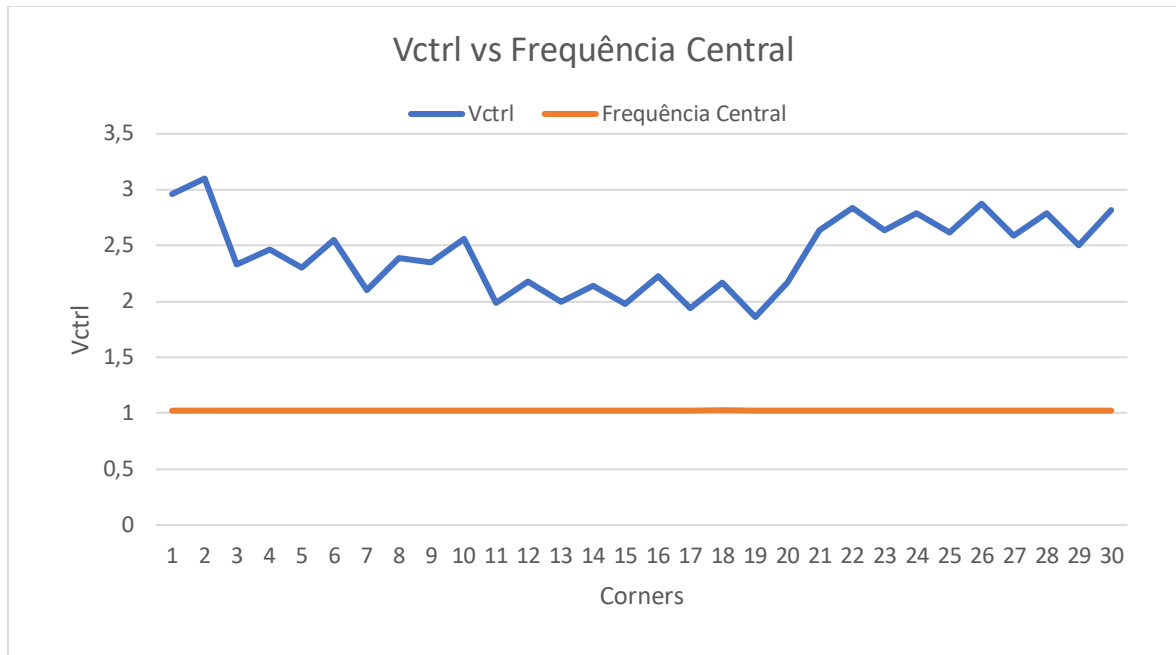


Figura 63 - Gráfico Vctrl vs Corners

O cálculo do diferencial de tensão é obtido através da seguinte equação:

$$DT = \frac{V_{max} - V_{min}}{T_{max} - T_{min}} \quad (4-1)$$

Em que  $V_{max}$  é o valor de tensão de controlo máximo,  $V_{min}$  é o valor de mínimo de tensão de controlo,  $T_{max}$  o valor máximo de temperatura e  $T_{min}$ , o valor mínimo de temperatura.

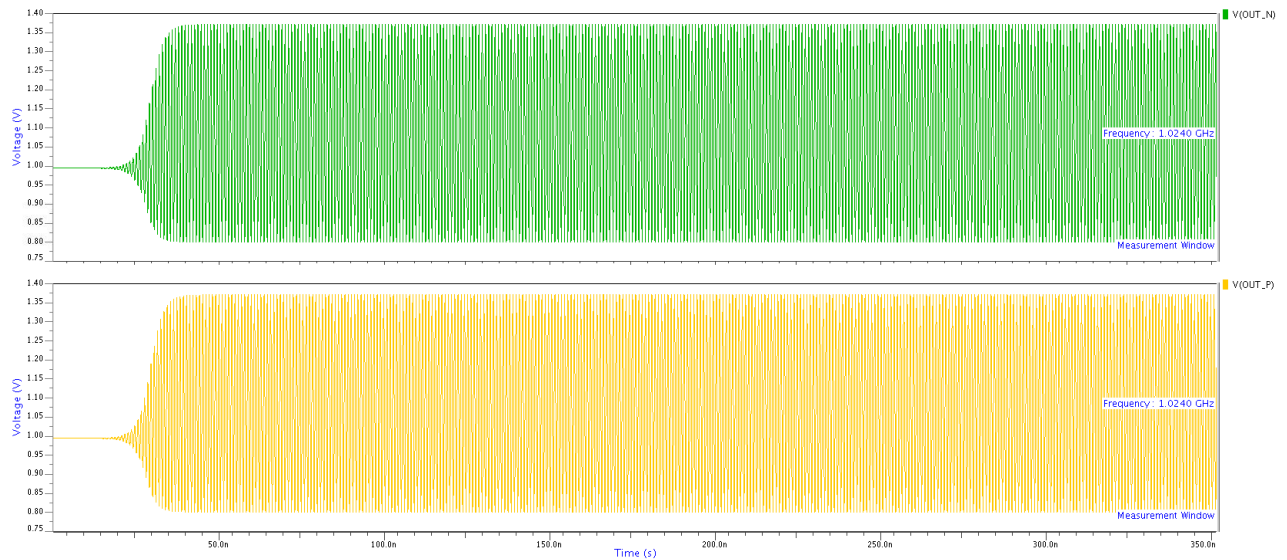


Figura 64 - Sinal de saída do Oscilador (out\_n e out\_p)

Para os valores de simulação de temperatura o valor obtido de oscilação central corresponde ao esperado.

#### 4.5.7 Oscilador com os subcircuitos

Nesta secção é simulado o oscilador com todos os subcircuitos à exceção do sensor de temperatura, é possível observar a variação da frequência de saída para os diferentes corners. Na simulação são usados 30 corners. Os valores de saída da frequência são mostrados na seguinte tabela (21).



Nº Corner	Tensão (Vdd)	Corner	Temp. (°C)	Frequência Central (GHz)	Amplitude (V)	Frequência de Saída (MHz)	Variação ppm
1	3.3V	Tm	-55	1.0493	703.7 m	16.307	19187,5
2		Tm	125	1.0288	369.28 m	16.009	562,5
3		Ws	-55	0.98081	650.06 m	15.207	49562,5
4		Ws	125	0.95525	267.69 m	14.902	68625
5		Wp	-55	1.1346	747.03 m	17.619	101187,5
6		Wp	125	1.1154	448.21 m	17.355	84687,5
7		Wo	-55	1.0519	720.96 m	16.314	19625
8		Wo	125	1.0278	368.88 m	16.012	750
9		Wz	-55	1.0508	686.43 m	16.305	19062,5
10		Wz	125	1.0281	367.62 m	16.005	312,5
11	2.97V	Tm	-55	1.0493	703.17 m	16.307	19187,5
12		Tm	125	1.0288	369.28 m	16.009	562,5
13		Ws	-55	0.98081	650.06 m	15.207	49562,5
14		Ws	125	0.95525	267.69 m	14.902	68625
15		Wp	-55	1.1346	747.03 m	17.619	101187,5
16		Wp	125	1.1154	448.21 m	17.355	84687,5
17		Wo	-55	1.0519	720.96 m	16.314	19625
18		Wo	125	1.0278	368.88 m	16.002	125
19		Wz	-55	1.0508	686.43 m	16.301	18812,5
20		Wz	125	1.0281	367.52 m	16.005	312,5
21	3.63V	Tm	-55	1.0493	703.17 m	16.307	19187,5
22		Ws	125	1.0244	369.28 m	16.009	562,5
23		Ws	-55	0.97442	650.06 m	15.207	49562,5
24		Wp	125	0.95525	257.69 m	14.902	68625
25		Wp	-55	1.1346	747.03 m	17.619	101187,5
26		Tm	125	1.1154	448.21 m	17.355	84687,5
27		Wo	-55	1.0519	720.96 m	16.314	19625
28		Wo	125	1.0278	368.88 m	16.002	125
29		Wz	-55	1.0508	686.43 m	16.301	18812,5
30		Wz	125	1.0281	367.52 m	16.005	312,5

Tabela 21 - Valores de Frequência do Oscilador

Como foi observado os valores da frequência central de oscilação, assim como os valores da frequência de saída do divisor de frequência são bastante dispares, assim na próxima secção será testado o oscilador com o sensor de temperatura.

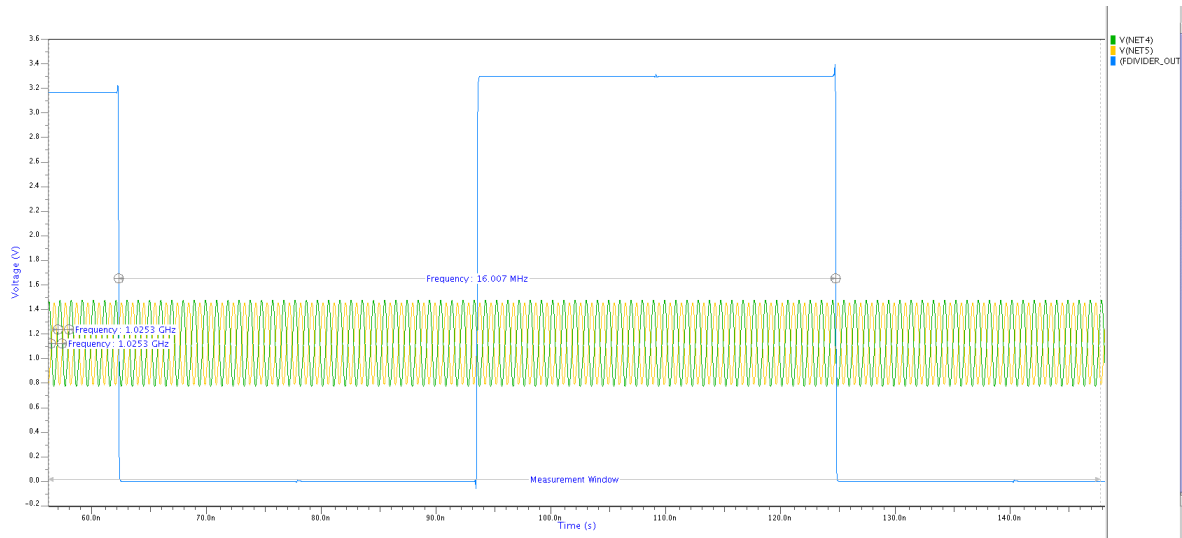


Figura 65 - Onda de saída do oscilador em corner tm.

4.5.8 Simulação do Sensor de Temperatura

Para a simulação do sensor de temperatura, foi feito um ajuste da tensão de controlo ( $V_{ctrl}$ ), para o corner típico e uma tensão de alimentação de 3,3V. Os valores de tensão de controlo ( $V_{ctrl}$ ) foram obtidos através da simulação do Oscilador LC, em que foi realizada uma simulação para o valor máximo e mínimo de temperatura (-55 e 125°C). Desta forma, o valor da tensão é mostrado na tabela 22.

Corner	Resistência R3	Resistência R2	Resistência R5	Vconstant (V)	Tensão de Controlo Mínima (V)	Tensão de Controlo Média (V)	Tensão de Controlo máxima (V)	Diferencial de tensão (mV/°C)
tm	130	43	130	2.78457	2.8355	2.8758	2.9123	0.4266

Tabela 22 - Oscilação de tensão de diferentes Corners

A variação da tensão de saída, e os valores de saída mostrados na tabela (22) são mostrados na figura (66).

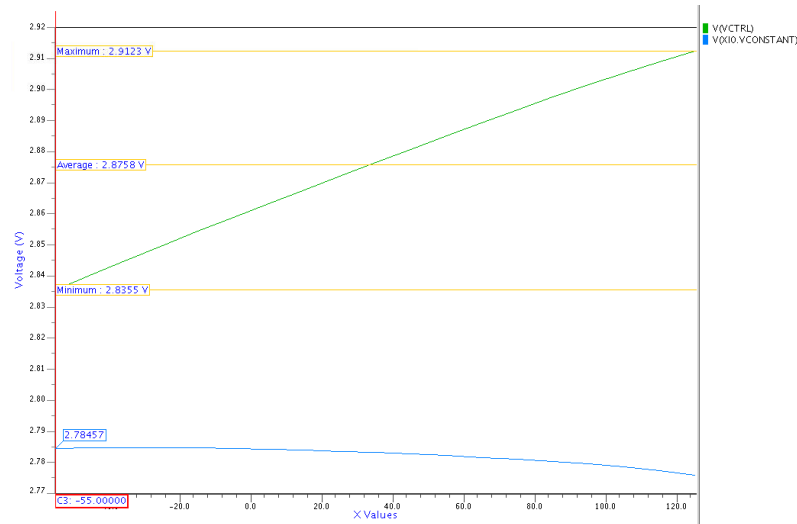


Figura 66 - Tensão de Controlo corner tm

Verifica-se a variação aproximada de oscilação de tensão de controlo, assim como, os valores necessários para uma compensação da frequência com a temperatura. Na figura é possível observar a verde a variação da tensão de controlo com a temperatura, valores esses que estão bastante aproximados aos valores necessários calculados no capítulo de simulação do oscilador com os varactores.

#### 4.5.8 Simulação do Oscilador Integrado com sensor de temperatura

Nesta secção serão mostrados os resultados do oscilador LC com todos os circuitos necessários ao seu correto funcionamento. O sensor de temperatura é conectado ao oscilador de forma a que este tenha uma frequência de saída com valores semelhantes para as diferentes temperaturas.

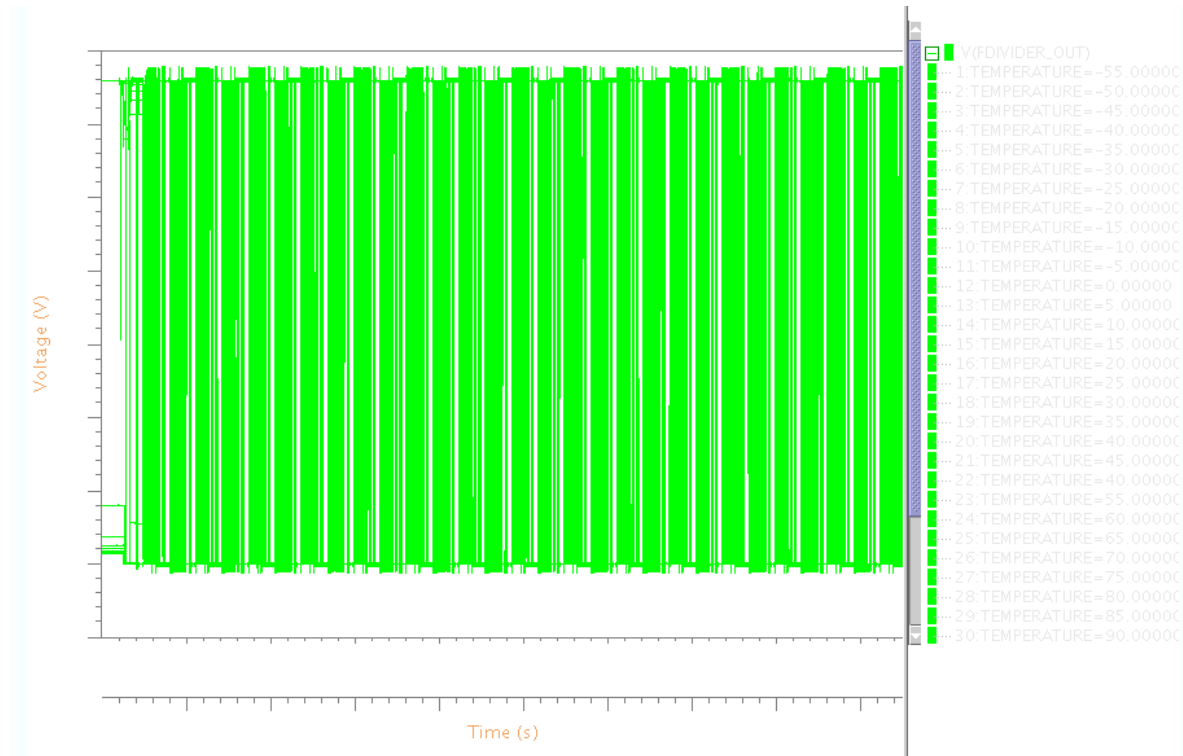


Figura 67 - Frequência de saída para corner tm.

A figura (67) mostra a frequência de saída do oscilador, sendo que a simulação foi realizada com valores de temperatura com intervalos de 5°C, podendo ser visualizado o valor para cada intervalo de temperatura na figura (68).

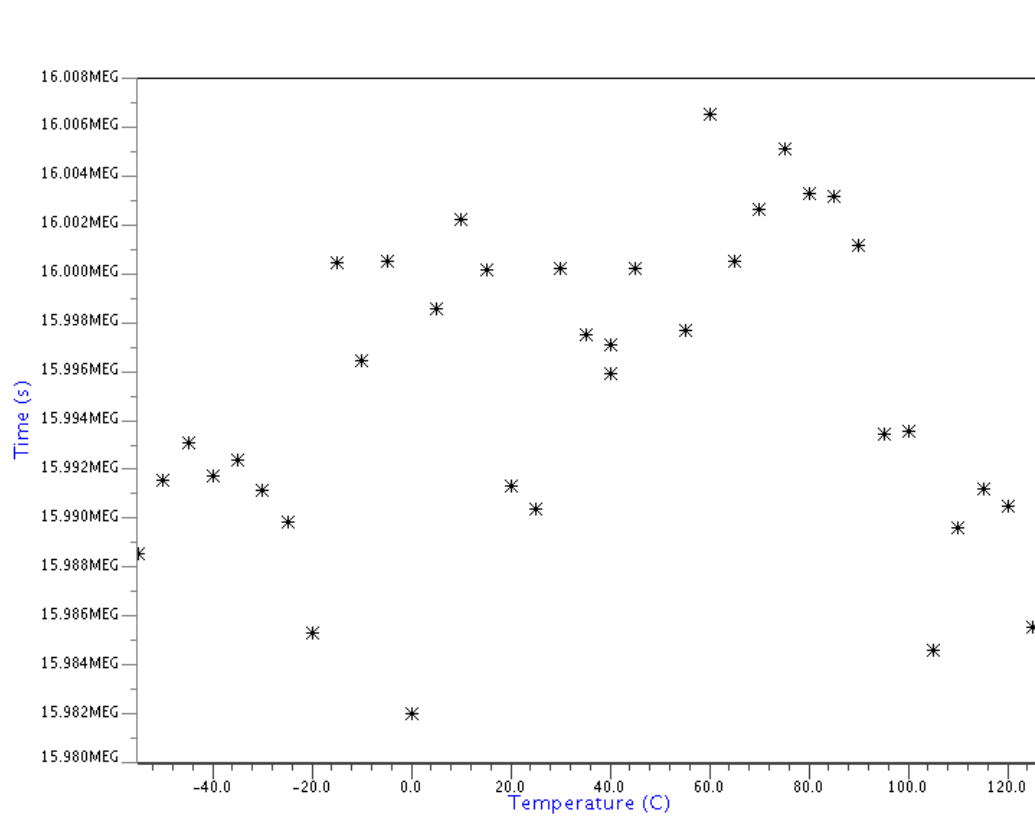


Figura 68 - Frequência de saída do oscilador para as diferentes temperaturas.

Observa-se que a frequência de saída do oscilador é compensada, pois apresenta valores bastante próximos para temperaturas diferentes. A simulação foi realizada para o corner tm com uma tensão de alimentação de 3.3V.

Os valores obtidos de variação da frequência são apresentados na tabela (23).

Corner	Tensão alimentação (V)	Variação acima 16MHZ (KHz)	Variação acima 16MHZ (ppm)	Variação abaixo 16MHZ (KHz)	Variação abaixo 16MHZ (ppm)	Variação total (KHz)	Variação total (ppm)
tm	3.3	6.71	419.375	17.6	1100	14.61	1538

Tabela 23 - Valores do Oscilador após compensação

Verifica-se que apesar da compensação da frequência, esta não está dentro dos valores estabelecidos, isto deve-se à desafinação do sensor de temperatura, mas também demonstra

que este método funciona, pois, observando a tabela (24), que faz a comparação entre os valores antes da compensação e depois da compensação verifica-se uma redução de variação em ppm da frequência aos -55°C de 18468.75 ppm.

Corne r	Tensão alimentaçã o (V)	Frequênci a -55°C (MHz)	Frequênci a -55°C (ppm)	Frequênci a 125°C (MHz)	Frequênci a 125°C (ppm)	Variaçã o (KHz)	Variaçã o (ppm)
Antes da compensação com o sensor de temperatura							
tm	3.3	16.307	19187.5	16.009	562.5	298	18625
Após Compensação com o sensor de temperatura							
tm	3.3	15.9885	718.75	15.9855	906.25	24.61	1538

Tabela 24 – Comparação de valores antes e depois do sensor de temperatura.

O ajuste realizado no sensor de temperatura permitiu obter uma variação de frequência (ppm) de 1538, valor este que fica aquém do estabelecido. Para obter este valor de variação de frequência de saída  $V_{ctrl}$  foi ajustado para os seguintes valores:

Tensão mínima: 2.8188V

Tensão máxima: 2.9068V

O valor de tensão  $V_{ctrl}$  tem um crescimento linear que permite compensar a frequência com o aumento de temperatura. A figura (69) mostra isso mesmo.

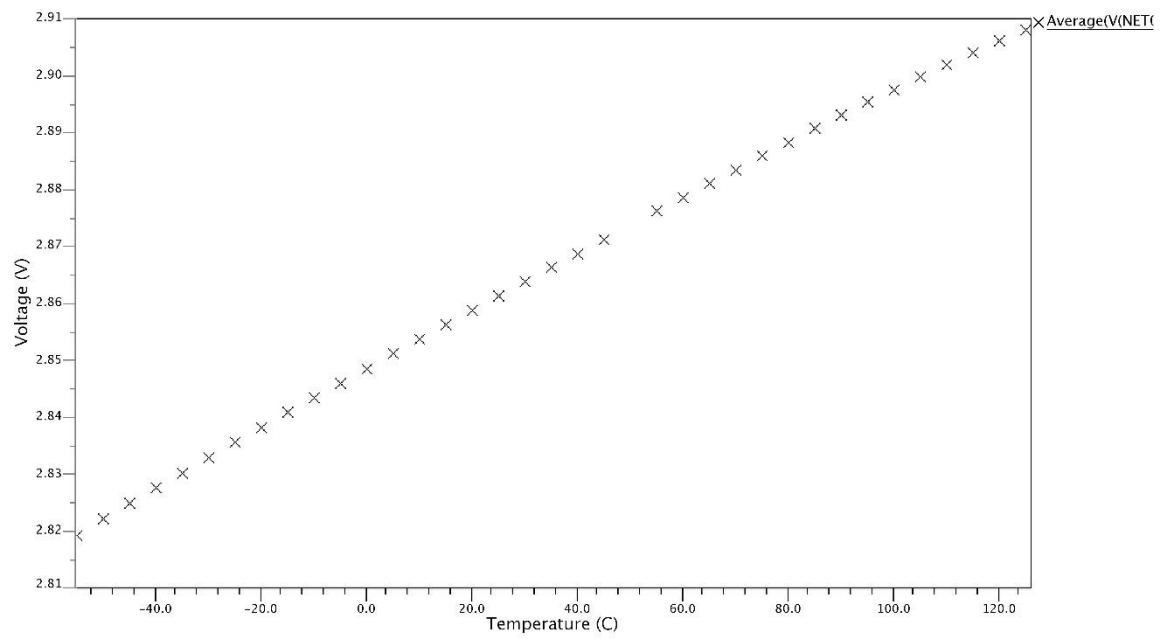


Figura 69 - Vctrl vs Temperatura para tm.

Na figura (70) é apresentado o circuito completo do Oscilador LC.

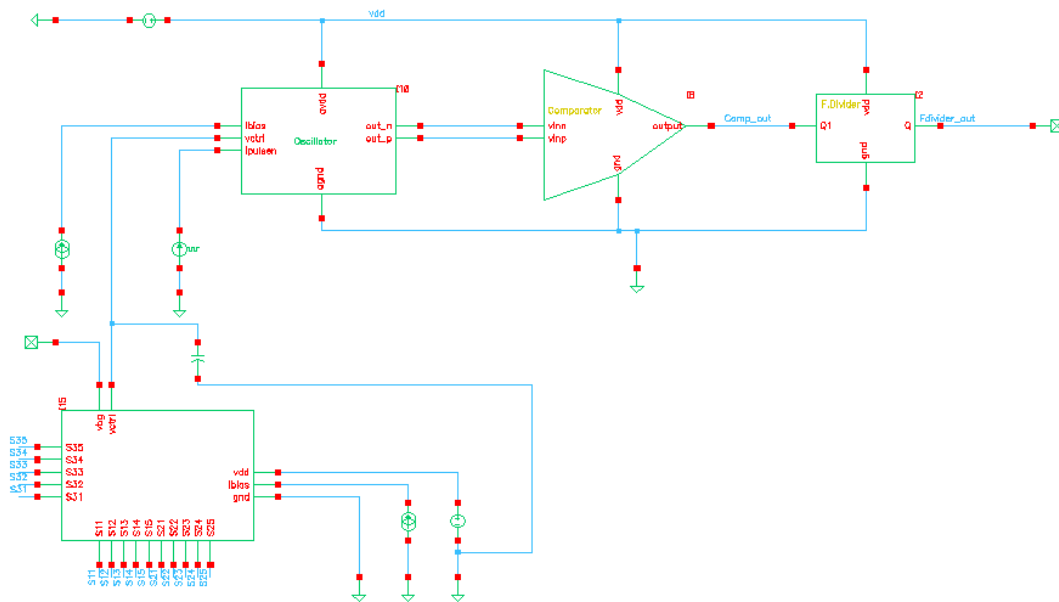


Figura 70 - Oscilador Completo

## 4.6 Conclusão

Foi possível verificar que os subcircuitos e o oscilador LC funcionam, apesar destes necessitarem de uma afinação. Apesar de os resultados esperados não terem sido alcançados é perceptível que este método implementado funciona se for melhorado, para fazer essa melhoria é necessário afinar a tensão de controlo ( $V_{ctrl}$ ) fornecida pelo sensor de temperatura.



## 5 CONCLUSÃO

---

O oscilador LC é um circuito constituído por vários subcircuitos, todos eles são importantes para o seu funcionamento. Verificou-se que um dos circuitos com maior importância é o sensor de temperatura, pois, este é o circuito responsável por manter a frequência de saída estável em qualquer que seja a temperatura de funcionamento do oscilador. Todos os subcircuitos foram testados separadamente e foi verificado o seu funcionamento. Verifica-se que para o circuito funcionar corretamente são necessárias várias afinações, quer no circuito comparador, sensor de temperatura e oscilador para que os valores pré-estabelecidos sejam atingidos. Como o projeto necessita de afinações para um ideal funcionamento no próximo capítulo irá ser tratado o trabalho futuro.

## **6 TRABALHO FUTURO**

---

1 - Ajustar o sensor de temperatura para os diferentes corners.

Como os resultados obtidos na simulação do oscilador LC não foram os adequados para o pedido inicial, o sensor de temperatura deverá ser ajustado de forma a que frequência de saída do oscilador se aproxime da variação máxima de 500ppm.

## 7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [1] R.Jacob Baker, Circuit Design, Layout, and simulation , WILEY, IEEE Series em Microelectronic Systems.
- [2] Robert J. Matthys, Crystal Oscillator Circuits. Krieger publishing company Malabar, Florida.
- [3] Pedro Victor e José Gerald, “Eletrónica Geral”, Capítulo 4, DEEC, Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Instituto Superior Técnico, 2015/2016.
- [4] Prof. Beatriz Vieira Borges, “Osciladores”, IST, Instituto Superior Técnico, junho 2005.
- [5] Acetatos cadeira Eletrónica I, Transístores BJT, prof Jorge Guilherme, 2013.
- [6] Acetatos cadeira Eletrónica I, Transístores MOS, prof Jorge Guilherme, 2013.
- [7] <https://electronics-tutorials.ws/oscillators.html>
- [8] Prof. Ali M. Niknejad, Crystal Oscillators (XTAL), University of California, Berkeley.
- [9] Phillip E. Allen, Douglas R. Holberg, “CMOS Amplifiers”, em CMOS Analog Circuit Design, Second Edition, pg 167 – 242.
- [10] B. Razavi, "Oscillators," em RF Microelectronics, Hamilton Printing Company in Castleton, New York,Paul Boger, 2012.
- [11] R. J. Baker, "The Inverter," em CMOS: Circuit Design, Layout and Simulation, Canada, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005, pg. 331-352.
- [12] R. J. Baker, "Current Mirrors," em CMOS: Circuit Design, Layout and Simulation, Canada, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005, pg. 613-656.
- [13] R. J. Baker, "Resistors, Capacitors, Mosfets," em CMOS: Circuit Design, Layout and Simulation, Canada, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005, pg. 105-130.
- [14] Tony Chan Carusone, David A. Jonhsons, Kenneth W. Martin, ”Comparators” em Analog Integrated Circuit Design, Second Edition, John Wiley & Sons, Inc, 2012, pg. 413-443.

- [15] R. J. Baker, "Operational Amplifier I" em CMOS: Circuit Design, Layout and Simulation, Canada, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005, pg. 772-827.
- [16] A. S. Sedra and K. C. Smith, Microelectronic Circuits, 5th ed., New York: Oxford University Press, 2004.
- [17] R. J. Baker, "Dynamic Logic Gates" em CMOS: Circuit Design, Layout and Simulation, Canada, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005, pg. 397-410.
- [18] Documentos software, Eldo \_ref. Docs do Eldo
- [19] Documentos software, ApplicationNote – SPICE\_Models\_and\_simulation\_V1\_6\_0
- [20] R. J. Baker, "Clocked Circuits" in CMOS: Circuit Design, Layout and Simulation, Canada, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005, pp. 375- 396.
- [21] R. J. Baker, " Multiplexer" in CMOS: Circuit Design, Layout and Simulation, Canada, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005, pp. 375-396.
- [22] R. J. Baker, "Voltage Reference" in CMOS: Circuit Design, Layout and Simulation, Canada, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005, pp. 745-771.
- [23] [https://www.researchgate.net/figure/a-A-p-n-junction-varactor-b-a-PMOS-capacitor-varactor-and-c-an-accumulation-mode\\_fig11\\_2978265](https://www.researchgate.net/figure/a-A-p-n-junction-varactor-b-a-PMOS-capacitor-varactor-and-c-an-accumulation-mode_fig11_2978265).
- [24] Jigme Zangpo, Gom Dorji, Jorge Guilherme, Nuno Horta, em A 302uW CMOS Temperature Sensor to Compensate frequency drift for na oscillator, 2019.
- [25] R. J. Baker, "Special Purpose CMOS Circuit," em CMOS: Circuit Design, Layout and Simulation, Canada, John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005, pg. 523-546.
- [26] <https://www.electronics-tutorial.net/analog-integrated-circuits/op-amp-comparators/inverting-comparator/>
- [27] umc, "umc 0.13um rfcmos spice Document", UMC, 2010.
- [28] <https://www.chegg.com/homework-help/questions-and-answers/simulation-procedure-assemble-circuit-fig-3-correct-simulation-ground-points-set-0-take-no-q20043819>